radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Schaltungshinweise für Vielfachmeßgeräte mit Strommeßbereich

PREIS DM 2,00

VERLAGSPOSTAMT LEIPZIG · 8. JAHRGANG

DEZEMBER 1959 **24**





AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 530871, Fernschreiber 011448
Verlagsdirektor: Walter Franze

radio und fernsehen
Komm. Chefredakteur und
Verantw. Redakteur: Klaus K. Streng
Veröffentlicht unter ZLN 5227

Alleinige Anzeigenannahme: DEWAG-Werbung, Berlin C 2, Rosenthaler Straße 25-31, und alle DEWAG-Filialen in den Bezirksstädten. Gültige Preisliste Nr. 5

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag.
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R.E.P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C.F.R., Bukarest
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

CONTENTS

UNSERE LESER SCHREIBEN

Betr.: Schaltbilder von Antennenverstärkern der Bänder I, II und III
Wie Ihnen bekannt ist, führe ich Fernempfangsversuche durch. Aus diesem Grunde möchte ich mir für die Bänder I, II und III je einen leistungsfähigen Antennenverstärker mit der ECC bzw. PCC 84 bauen. Es sollen Einkanalverstärker sein. Leider weiß ich nicht, wie ich zu einem modernen Schaltbild kommen kann. Ist es Ihnen möglich, mir diese Schaltbilder zu übersenden? Oder können Sie mir mitteilen, wo ich diese erhalten kann?

W. B., Niederwiesa (Sa.)

Wir gestatten uns, Sie auf die in unserem Heft 16 (1958) veröffentlichte Bauanleitung für moderne Fernsehantennenverstärker zu verweisen. In der Bauanleitung sind u. a. die Spulendaten für die verschiedenen Kanäle der Bänder I und III aufgeführt. Es dürfte prinzipiell keine Schwierigkeiten machen, diese Verstärker auch für das Band II zu verwenden.

*

Betr.: Prospektmaterial über UKW- und TV-Antennen
In nächster Zeit möchte ich mir einen Radioapparat kaufen und die dazugehörige UKW-Antenne selbst bauen. Könnten Sie mich dabei unterstützen und hierfür geeignetes Prospektmaterial schicken (Abmessungen)?

M. C., Zeitz

Es gehört nicht zu den Aufgaben unserer Zeitschrift, Prospektmaterial zu vertreiben. Das ist Sache der zuständigen Handelsorgane und nicht einer technischen Fachzeitschrift.
Falls Sie Unterlagen über die mechanischen Abmessungen von Antennen benötigen, empfehlen wir Ihnen den entsprechenden Beitrag „Hinweis für die Dimensionierung von UKW- und Fernsehantennen" in unserer Zeitschrift 9 (1958). Sie finden dort die gewünschten Berechnungsunterlagen der verschiedenen Antennen.

*

Den im Heft 21 (1958) beschriebenen 13-Kreis-UKW-Einbausuper möchte ich in ein altes Gerät einbauen. Nach dem mir von der Firma zur Verfügung gestellten Schaltplan beträgt die vom Netzteil gegebene Spannung 255 V, 68 mA. Laut Schaltbild des UKW-Einbausupers werden 200 V, 38 mA benötigt. Worum ich Sie nun gern bitten möchte, ist folgendes:
Stimmt die nachstehende Berechnung des zwischenzuschaltenden Widerstandes?

$$\frac{55\ \text{V}}{0{,}038\ \text{A}} = 1447\ \Omega \approx 1{,}5\ \text{k}\Omega$$

$$0{,}038 \cdot 0{,}038 \cdot 1500 = 2{,}16 \approx 2{,}5\ \text{W}$$

Das Originalgerät ist mit Röhren der A-Serie bestückt, während der UKW-Vorsatz die E-Röhren vorsieht. Ich möchte nun über einen besonderen Trafo direkt vom Netz für die E-Röhren die Heizspannung entnehmen, dagegen ist doch wohl nichts zu sagen?

E. S., Berlin

Uns scheint, daß Sie einige Dinge bei Ihrem Problem nicht beachtet haben: Wenn Sie Ihrem Netzgerät zusätzlich einen Strom von 38 mA entnehmen, so wird es zwangsläufig überlastet. Ob es diese Überlastung verträgt, erscheint uns sehr fraglich. Formell ist gegen Ihre Rechnung nichts einzuwenden, wenn das Netzgerät den größeren Strom liefern könnte. (Eine Möglichkeit wäre vielleicht, die HF- und ZF-Stufen des Originalgerätes bei UKW-Betrieb von der Anodenspannung abzuschalten.)
Die Heizung der Röhren durch einen getrennten Trafo ist selbstverständlich ohne weiteres möglich, da es den Röhren gleichgültig ist, woher sie ihre Heizleistung erhalten. Hauptsache ist, daß sie tatsächlich die vorgeschriebene Heizspannung einhalten. Es dürfte empfehlenswert sein, auch die Anodenspannungsversorgung aus einem getrennten Netzteil vorzunehmen.

*

Ich möchte Sie bitten, mir die Wirkungsweise einer Selektivrufanlage zu erklären, und Sie bitten, mir einen Schalt- bzw. Bauplan für eine solche Anlage für drei (3) Teilnehmer zuzschicken.

H.-J. M., Oranienburg-Eden

Vermutlich meinen Sie eine Selektivrufanlage für drahtlosen Fernsprechverkehr. Die Wirkung ist im Prinzip folgende: Der Empfänger, der ständig betriebsbereit bleibt, nimmt den Anruf der Zentrale entgegen. Der Anruf erfolgt für jeden Teilnehmer mit einer ganz bestimmten Tonfrequenz. Der Empfänger des Teilnehmers öffnet bei Vorhandensein dieser Frequenz seinen Ausgang, d. h. ermöglicht das Hören der übermittelten Nachricht. Alle anderen Teilnehmer können diese Nachricht nicht empfangen, da ihre Empfänger nicht ihre spezifische Frequenz erhalten haben und demzufolge für den jeweiligen Teilnehmer gesperrt bleiben. Es dürfte Ihnen einleuchten, daß wir weder Zeit noch Möglichkeit haben, Ihnen ein Schaltbild für ein solches Gerät zu entwerfen, noch dazu ohne Kenntnis der Anforderungen, die Sie an das Gerät stellen.

*

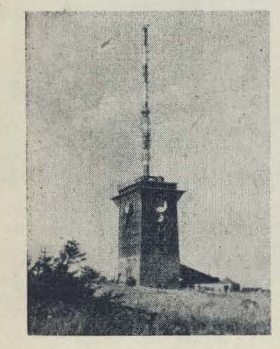
radio und fernsehen gefällt mir in der letzten Zeit wieder besser. Vor etwa zwei Jahren hatte ich schon einmal den Entschluß gefaßt, die Zeitschrift – welche ich vom ersten Heft an lese – abzubestellen. Heute würde ich es nicht mehr tun.

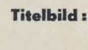
K. B., Rostock

Ihr schmeichelhaftes Urteil lief uns den Hals hinunter wie Öl! Aber Scherz beiseite: Ihr Urteil freut uns aufrichtig, und es soll uns Verpflichtung sein, Niveau und Gestaltung unserer Zeitschrift im kommenden Jahr weiter zu verbessern. Daß hier noch einiges getan werden kann und muß, ist uns völlig klar, und wir freuen uns immer wieder über die aktive Mitarbeit unserer Leser.

*

Von verschiedenen Lesern wurden wir darum gebeten, die einzelnen Beiträge in unserer Zeitschrift mit einer DK-Zahl zu versehen, um das Sammeln der Artikel in Dokumentationskarteien einfacher zu machen.
Leider sehen wir im Moment keine Möglichkeit, diesem Wunsche zu entsprechen. Wir stehen auf dem Standpunkt, daß ein solcher Dokumentationsdienst in erster Linie wissenschaftlich-technischen Organen vorbehalten bleiben soll. Auf diesen Titel kann radio und fernsehen bei aller Popularität, die es genießt, keinen Anspruch erheben.
Bekanntlich sind alle größeren und bedeutungsvolleren Beiträge unserer Zeitschrift im Jahresinhaltsverzeichnis nach Autoren und Sachgebieten zusammengefaßt, so daß der ständige Leser dort einen gesuchten Beitrag auffinden kann. (Wir geben zu, daß dies nicht immer einfach ist.) Hinweis für unsere „Gelegenheitsbezieher": Das Jahresinhaltsverzeichnis 1959 erscheint als Beilage des nächsten Heftes. Es kann nicht einzeln bezogen werden!





Titelbild:

In dem nun zu Ende gehenden Jahr 1959 erhielt der Brocken einen neuen Fernsehsender und eine neue Antenne. Nähere Einzelheiten finden Sie auf der nächsten Seite.

Foto: Weigelt

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Ein einfaches Rauschfaktormeßgerät für Transistoren
- Empfangsversuche mit V-Antennen im Band III
- Die automatische Verstärkungsregelung im TV-Empfänger
- Die Tontechnik im Theaterbetrieb
- Die Stern-Dreieck-Transformation und ihre Anwendung
- Bemerkungen zur neuen Anordnung über den Erwerb von Funkzeugnissen



▼ **Die in unserem Titelbild** gezeigte neue Fernsehantenne auf dem Brocken besitzt einen Gewinn von 10 — das Mehrfache der alten. Die neue UKW-Antenne hat einschließlich Kabel den gleichen Gewinn. Die Höhe des Stahlrohrmastes beträgt 50 m (Gesamthöhe über NN = 1219,6 m); sein Durchmesser beträgt am Fußpunkt auf dem Turm 2 m und an der Spitze 1,50 m. Der kleinste Durchmesser des Antennenmastes beläuft sich auf 1,10 m. Wie unser Bild zeigt, ist der Mast ohne Abspannungen errichtet.

▼ **Auf den Erweiterungsbau** des VEB Funkwerk Erfurt [siehe auch radio und fernsehen 19 (1959) S. 617] wurde am 25. 11. 1959 die Richtkrone gesetzt. Der Bau, der eine nutzbare Fläche von 10 000 m² haben wird, soll bis zum IV. Quartal 1960 endgültig fertiggestellt sein. Er soll die Meßgeräte-Entwicklung und -Fertigung aufnehmen und außerdem der Erweiterung der Empfängerröhrenfertigung dienen.

▼ **Ein Kernreaktor** für Forschungszwecke wurde kürzlich im Physikalischen Institut der Akademie der Wissenschaften der Grusinischen SSR in Betrieb genommen.

▼ **Die Marktanalyse** ist in den USA soweit entwickelt, daß die amerikanischen Betriebe bei rund 80% der von ihnen geplanten Erzeugnisse, die zum Teil technische Neuentwicklungen darstellen, nicht die Fertigung aufnehmen, weil die Marktforschung keinen genügenden Bedarf für sie ausweist. Die Genauigkeit der Marktanalyse liegt jedoch nach Angaben der westberliner Fachhandelszeitschrift „radio-fernseh-händler“ 14 (1959) zwischen 1 und 3%!

▼ **Die ZF-Bandbreite** der westdeutschen UKW-Empfänger beträgt heute nur noch etwa 150 kHz. Ursprünglich belief sie sich auf 240 kHz.

▼ **Am Atomreaktor Garching bei München** sollen, wie aus einer Anfrage des SPD-Bundestagsabgeordneten Dr. Menzel im Bonner Bundestag hervorgeht, nicht weniger als 133 undichte Stellen festgestellt worden sein. Der Atomreaktor ist von Siemens konstruiert und erbaut worden und stellt die erste derartige Konstruktion in Westdeutschland dar. Sie wurde in nur einem halben Jahr abgeschlossen und soll eine thermische Dauerleistung von 1000 kW besitzen.

Neue Frequenzen der Sender der DDR im Mittelwellenbereich

Der Vollständigkeit halber führen wir noch einmal die neuen Frequenzen der DDR-Sender im Mittelwellenbereich auf, die seit dem 22. 11. 1959 in Kraft sind. Das Ministerium für Post- und Fernmeldewesen, Bereich Rundfunk und Fernsehen, war leider nicht in der Lage, uns diese Mitteilung so rechtzeitig zukommen zu lassen, daß wir sie etwa gleichzeitig mit der Tagespresse hätten veröffentlichen können.

1. Das I. Programm von Radio DDR ist in den nördlichen Bezirken der DDR und in Berlin ab 22. 11. über folgende Frequenzen zu empfangen:

Schwerin	529 kHz = 567,1 m (Sender Schwerin)
Rostock	557 kHz = 538,6 m (Sender Greifswald)
Berlin und die Bezirke Potsdam, Frankfurt/O. und Neubrandenburg	881 kHz = 340,5 m (Sender Berlin)

Der Sender Erfurt (bisher 692 kHz) strahlt ab 22. 11. das Programm versuchsweise auf der Frequenz 629 kHz = 476,9 m. Die Ausstrahlung des II. Programms von Radio DDR über die bekannten UKW-Sender bleibt unverändert.

2. Der Deutschlandsender kann ab 22. 11. auf Mittelwelle über folgende Frequenzen empfangen werden:
782 kHz = 383,6 m
728 kHz = 412,1 m
656 kHz = 457,3 m
692 kHz = 433,5 m

3. Die „Berliner Welle“ (das II. Programm des Berliner Rundfunks) ist ab 22. 11. auch über Mittelwelle 1368 kHz = 220,9 m zu empfangen.

Handelskrieg um japanische Transistorgeräte!

In radio und fernsehen wurde bereits mehrfach auf die außerordentlich rasche Expansion des japanischen Handels mit transistorisierten Taschensupern hingewiesen. Die Japaner haben große Teile des amerikanischen, kanadischen und australischen Marktes an sich gerissen; ihre Geräte tauchen auch in Westdeutschland auf. Wir berichteten ebenfalls, daß in Industriellenkreisen sowohl in Australien wie in den USA der Widerstand gegen den japanischen Konkurrenten wächst [radio und fernsehen 20 (1959) S. 634 und 21 (1959) S. 666)]. Jetzt hat die Admiral Corp. in USA ein wesentlich verbilligtes Transistorgerät auf den Markt gebracht, mit dem ausgesprochenen Zweck, die japanische Konkurrenz zu schlagen. Laut Angabe der Firma ist die Verbilligung einmal auf die Herabsetzung der Preise für Transistoren und zweitens auf die verbesserte Automatisierung des Fertigungsvorganges unter Verwendung gedruckter Schaltungen zurückzuführen. Eine amerikanische Firma mittlerer Größe, die Muntz Television Co., hat öffentlich gegen die zunehmende Verwendung japanischer Bauelemente seitens der amerikanischen Industrie protestiert. Die Existenz vieler Fachkräfte und kleinerer Betriebe sei durch die japanische Konkurrenz bedroht. Der Wettbewerb mit den Japanern müsse auf dem Gebiet der Qualität, der Leistung und vermittels des höheren Wertes der amerikanischen Geräte ausgetragen werden, erklärte ein Sprecher der Zenith Corp. vor der American Marketing Association. Den Kampf auf der Preisebene zu führen, lehnte er ab.

In diesem Jahr ist die japanische Industrie zum erstenmal in den Markt von Singapore und Malaya eingedrungen und hat ihn derartig mit billigen Rundfunkempfängern, insbesondere Transistorgeräten, überschwemmt, daß die Niederlande, die bisher in diesen Märkten führend waren, in den Hintergrund gedrängt wurden. In Fachkreisen erwartet man, daß im nächsten Jahr keine anderen Fabrikate mehr mit den japanischen konkurrieren können werden.

Dringt Japan in den englischen Markt ein?

Eine irische Firma unter japanischer Beteiligung will jährlich 250 000 Rundfunkempfänger herstellen. Alle Bauelemente sollen in Irland gefertigt werden, bis auf die Transistoren, die von dem japanischen Partner, der Sony Corporation, geliefert werden. Die Produktion soll in England und anderen europäischen Staaten abgesetzt werden, wobei die Geräte wegen des hohen inländischen Materialanteils auf den Märkten des britischen Commonwealth wahrscheinlich noch in den Genuß der niedrigen Vorzugszölle kommen werden.

Neue sowjetische Geräte

Der sowjetische Impulsanalysator BMA-50

Der Schnellanalysator zur Feststellung der differentiellen Impulsverteilung „BMA-50“ ermöglicht die Aufnahme des Amplitudenspektrums ungeordnet auftretender Impulse sowie die getrennte Zählung von Impulsen vorgegebener Impulshöhe. Der Analysator „BMA-50“ hat bei einer Zählkapazität von 16 000 Impulsen pro Kanal 50 Zählkanäle (oder 100 bei zwei Bereichen). Die maximale Zählgeschwindigkeit beträgt 100 000 Impulse pro Minute und Kanal. Die Registrierung der Impulse erfolgt durch Zähldekaden, die mit Kaltkatodenröhren vom Typ MTX-90 bestückt sind. Dadurch kann man den Vorgang der Aufnahme des Amplitudenspektrums (die Zählung) auch visuell verfolgen.

Die Eingangsimpulse müssen eine Impulsdauer von mindestens 0,1 μs haben; die maximale Impulsdauer beträgt 1000 μs. Der Analysator ist mit 1500 Kaltkatodenröhren und 200 Elektronenröhren anderer Typen bestückt.

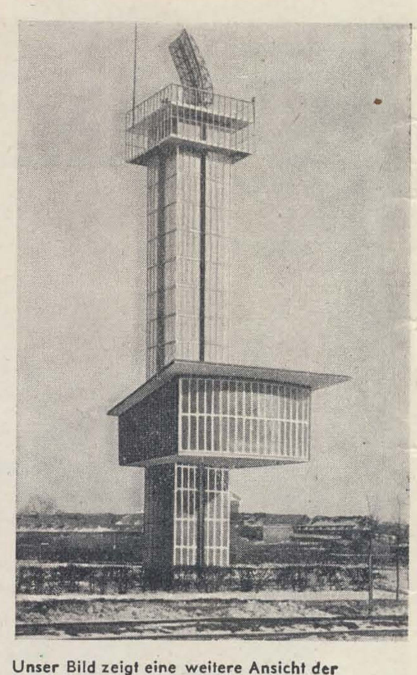
MN-10, eine elektronische Kleinrechenmaschine

Für die Lösung verhältnismäßig nicht so komplizierter mathematischer Probleme entwickelten sowjetische Konstrukteure den Kleinstanalogrechner „MN-10“. Mit der lediglich mit Transistoren bestückten Analogrechenmaschine können die verschiedenen automatischen Regelsysteme nach dem Analogieverfahren untersucht werden. Die Anlage enthält 24 Gleichstromverstärker, mit deren Hilfe Addition, Integration, Differentiation und andere mathematische Operationen ausgeführt werden. Sie ermöglicht es, noch Gleichungen 6. Grades zu lösen. Das Gerät „MN-10“ kann an das Wechselstromnetz angeschlossen werden und hat eine Leistungsaufnahme von 130 W.

Ein radioaktiver Durchflußmesser

Die Durchflußkontrolle ist bei hoher Temperatur und hohem Druck der zu messenden Flüssigkeiten ein sehr schwieriges Problem. Hier helfen keine Wasserstandsgläser oder Manometer. Schon gar nicht, wenn es sich um hochradioaktive, also lebensgefährliche Flüssigkeiten handelt, die auf Grund der gegebenen Produktionsbedingungen nur in großer Entfernung vom Verwendungsort gemessen werden können. In solchen Fällen kann man den radioaktiven Flüssigkeitsmesser verwenden. Er kann ferngesteuert werden und mißt automatisch die Menge einer Flüssigkeit, die durch einen bestimmten Rohrquerschnitt fließt.

Das Wirkungsprinzip des radioaktiven Durchflußmesser beruht auf folgendem Funktionsschema. Die durch das Rohr fließende Flüssigkeit setzt ein Flügelrad in Bewegung, welches an einem oder an mehreren Flügeln mit einem radioaktiven Präparat versehen ist. Die radioaktive Strahlenquelle hat keine unmittelbare Berührung mit der Flüssigkeit. Unter dem Durchflußrohr befindet sich ein Strahlendetektor, der auf die Strahlung des Präparats in dem Moment anspricht, wenn dieses am Zählrohr vorbeiläuft. In allen anderen Lagen des Flügelrades wirkt sich dessen Abschirmwirkung so aus, daß der Detektor keine Strahlung registriert. Nach der Zahl der Impulse, die durch das Gerät registriert werden, kann man auf die Geschwindigkeit des Flügelrades und somit auch auf die der Geschwindigkeit proportionale Durchflußmenge schließen.



Unser Bild zeigt eine weitere Ansicht der Flughafenrundsichtanlage ASR 3 von Telefunken [siehe auch radio und fernsehen 21 (1959) S. 671]. Die Anlage auf dem Flughafen Hamburg-Fuhlsbüttel zeigt auf dem Bildschirm alle ankommenden Flugzeuge auf eine Entfernung von rund 90 km an. (Pressefoto Telefunken)

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

8. JAHRGANG · 2. DEZEMBERHEFT 24 1959

IV. Internationales Kolloquium in Ilmenau

Das IV. Internationale Kolloquium an der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau, das in der Zeit vom 26. bis 30. Oktober 1959 stattfand, vermittelte einen Überblick über neue Ergebnisse der Forschung auf den Gebieten der Schwachstromtechnik, der Hochfrequenztechnik sowie der Feinmechanik und Optik.
Die große Zahl der angemeldeten Vorträge spiegelte sowohl die Bedeutung dieser Forschungszweige für die moderne Technik wie auch die eifrigen Bemühungen der Wissenschaftler um deren weitere Entwicklung wider. Nachfolgend seien einige Vorträge aus der Gruppe Schwachstromtechnik und Hochfrequenztechnik erwähnt.

St. Ryzko, Warschau

Automatische Frequenzkonstanthaltung eines Oszillators mit Anwendung der Impulszählmethode

Mittels einer Anordnung, welche die automatische Frequenznachstimmung eines Oszillators ermöglicht, kann jede beliebige im Abstimmbereich des Oszillators gewählte Frequenz konstant gehalten werden. Die Grundeinheiten dieser Anordnung bestehen aus einem Normalfrequenzgenerator, der den normalen Meßzeitabstand liefert, und einem binär-analogen Diskriminator, welcher eine der Frequenzabweichung proportionale Regelspannung ergibt. Die beschriebene Anordnung kann in Funkgeräten anstelle von Steuergeneratoren, die nach dem Prinzip der Frequenzsynthese arbeiten, als Steueroszillator benutzt werden.

T. Petrik, Bratislava

Beitrag zur Beeinflussung der Übertragungseigenschaften von Mehrpolen

Nach Einführung des allgemeinen Prinzips der Kompensation wurden die möglichen Kompensationsarten definiert und dabei einige Ergebnisse der Messungen, die die Theorie bestätigten, dargelegt. Die Bedeutung und die Verwendung dieser Methode wurde diskutiert.

W. Rotkiewicz, Wroclaw

Über die Messungen der Amplitudenmodulationsdämpfung in FM-Rundfunkempfängern

Nach einer kurzen Übersicht über die bisher verwendeten Meßmethoden bei Amplitudenmodulationsdämpfung in FM-Rundfunkempfängern wurde die Spektralanalyse und die daraus folgende neue Meßmethode besprochen, die ein selektives Röhrenvoltmeter verwendet. Weiter wurden die optimalen Parameter des Eingangssignals diskutiert.

S. Djadkow, Prag

Die Resonanztransformationen, ihre Analogien und Anwendungen

Der Vortrag behandelte die Definition der Resonanztransformationen, Zuordnungsvorschriften, Beziehungen zu der Fouriertransformation, Darstellungen in der komplexen Ebene und einige wichtige geometrische Eigenschaften. Außerdem wurden kinematische Analogien und Methoden für das Zeichnen der Resonanztransformierten, elastische Modelle der Resonanztransformierten und deren Anwendungen für das Zeichnen der Spektralfunktionen sowie Lösungen des Fourierschen Integrals behandelt.

N. Weyß, Mannheim

Einige neue Anwendungen klassischer Röhren

Nach kurzer Vorstellung einiger abseits vom Herkömmlichen liegenden Anwendungen von Sendetrioden wurden Schaltungsbeispiele mit großen Ionenröhren erläutert. Für die Dauerbeobachtung der Heavisideschichten, für Kernfusionsversuche und für die elektronische Metallurgie (z. B. Ionisierung und Schmelzen im Hochvakuum mit Elektronenbombardement) werden große Thyratronröhren in bisher nicht üblicher Weise mit Erfolg eingesetzt. In ausgedehnten Netzverbänden war mit rotierenden Mittelfrequenzumformern der notwendige Synchronismus einer gemeinsamen Rundsteuerung nicht mehr gewährleistet, hierfür wurden „ionische" fremdgeführte Umrichter geschaffen, in denen Thyratrons als Gleich- und Wechselrichter arbeiten.

E. Semlin, Erfurt

Der Einfluß der Streuungen der Röhrenkennwerte auf die Eigenschaften von Rundfunkempfängern

Der Vortrag vermittelte einen Einblick über die fertigungsbedingten Toleranzen der wichtigsten statischen Daten von Rundfunkröhren. Am Beispiel des NF-Teiles, der ZF-Stufen und des UKW-Tuners wurden die Auswirkungen der Röhrenkennwertstreuungen auf die elektrischen Schaltungsdaten (Verstärkung, Empfindlichkeit, Sprechleistung usw.) eines modernen Rundfunkempfängers gezeigt. Hierbei wurde festgestellt, mit welchen Abweichungen der Schaltungsdaten in einem Rundfunkempfänger zu rechnen ist und durch welche Maßnahmen die Erfassung der Streuungen von Schaltungsdaten verbessert werden kann.

P. Neidhardt, Berlin

Kritische Betrachtung des NTSC-Farbfernsehsystems vom Standpunkt der Informationstheorie

Die Informationstheorie als Lehre von der meßbaren Nachricht betrifft die Erfassung und Bewertung von Nachrichtenkollektiven. Die statistische Behandlung der Information entspricht ihrem Übertragungscharakter. Nach kurzem Eingehen auf die Grundtheoreme der Informationstheorie, insbesondere auf das Problem des Übergangs vom kontinuierlichen Fall und der Informationsentropie einer kontinuierlichen Signalfunktion beim Auftreten von Rauschen, wurden spezielle Erkenntnisse hinsichtlich der Farbfernsehtechnik erläutert. Gerade das kompatible Farbfernsehen ist ein Anwendungsgebiet für die Informationstheorie, weil es bei ihm darauf ankommt, mit größtem Nutzeffekt eine dreifache Information simultan über das bisher vom Schwarzweiß-Fernsehen allein benutzte Frequenzband zu übertragen. Es ergaben sich einige aufschlußreiche Ziffernvergleiche als Anwendungsbeispiele der Informationstheorie. Außerdem wurde die Technik und Möglichkeiten des Farbfernsehens behandelt. Dabei wurde auf die Unterschiede zwischen dem herkömmlichen Fernsehen und dem Farbfernsehen auf den Gebieten der Elektronenoptik, der HF- und der Elektrotechnik eingegangen. Wesentlich ist, daß das Farbfernsehen erstaunliche Möglichkeiten außerhalb des Unterhaltungs-Fernsehfunks auf dem Gebiet der Forschung, Entwicklung sowie der industriellen und kommerziellen Anwendung eröffnet, die in der Öffentlichkeit noch ungenügend bekannt sind.

G. Preßler, Leipzig

Entwicklung von Blitzröhren

Der Vortrag behandelte die historische Entwicklung, den Aufbau und den Betrieb von Elektronenblitzröhren, wobei die Eigenschaften und die Parameter der Entladung erläutert wurden. Ferner wurde gezeigt, daß die Entwicklung der Röhrenformen nicht nur von der Verwendung als neue Kurzzeit-Lichtquelle, sondern auch von der Entwicklung und Art der Ladekondensatoren abhängig war. Insbesondere wurde auf die Probleme der modernen Anschlußgerätetechnik hingewiesen.

F. du Castel, Issy les Moulineaux

Experimentelle Untersuchung der Ausbreitungsart von ultrakurzen Wellen auf große Entfernungen

Bei der experimentellen Untersuchung der Ausbreitungsart von Ultrakurzwellen auf große Entfernungen spielt das Reflexionsphänomen eine besondere Rolle. Anhand von ausgewählten Beispielen aus den Resultaten von Versuchsverbindungen mehrerer hundert Kilometer im Dezimeterwellenband in Frankreich und in Afrika zeigten sich Ergebnisse, die in erster Linie klar die Existenz zweier aufeinanderfolgender Reflexionstypen beweisen, eine Spiegelreflexion und eine Streuungsreflexion, sowie den Einfluß des beständigen und des unbeständigen Charakters der Troposphäre. Die Untersuchung zeigte außerdem Beobachtungen hinsichtlich der Feinstruktur des Feldes, entweder durch eine Schnellanalyse des Positionssignals oder durch eine Schnellanalyse der Frequenz. Die Versuchsresultate scheinen die begründete Theorie der Teilreflexionen auf die Atmosphärenschichten in der Darstellung der transhorizontalen troposphärischen Ausbreitung zu bestätigen.

P. Misme, Issy les Moulineaux

Charakteristiken der Troposphäre und Ausbreitung auf große Entfernung

Anhand von Beispielen wurde dargestellt, daß zwei Parameter eine entscheidende Rolle bei den troposphärischen Fernverbindungen spielen, die Stabilität und der Gradient des Brechungsindexes. Danach wurden die hauptsächlichsten Ergebnisse über die Koexistenz von zwei Elementfamilien, die die Atmosphäre darstellen, bekanntgegeben, die beständigen und die unbeständigen Teilchen. Schließlich wurde auf die Bedeutung des Gradienten des Brechungsindexes hingewiesen und dabei betont, daß es in besonderen Fällen möglich ist, diese Größe durch den Wert des Brechungsindexes auf der Erde zu ersetzen.

H. Lottrup, Knudsen, Kopenhagen

Wirtschaftlich optimale Dimensionierung von Erddrahtsystemen für niederfrequente Antennensysteme

Das Erddrahtsystem besteht aus einer Anzahl einpoliger Antennen (monopoles), deren Entfernung voneinander von der gleichen Größenordnung wie die Wellenlänge ist, so daß die Oberflächenstromdichte in dem Bereich zwischen den Antennen elliptisch polarisiert ist. Als kritisches Merkmal für das wirtschaftliche Optimum wird die Bedingung angesehen, daß die Gesamtkosten des Erddrahtsystems und des Erdleistungsverlustes minimal sein sollen. Die Überlegungen wurden am Beispiel der Dimensionierung eines Erddrahtsystems für eine 191-kHz-Ringantenne erläutert.

P. Beckmann, Prag

Probleme der Nachrichtenübertragung im Weltall

Das Referat befaßte sich mit den Grundproblemen einer Radioverbindung zwischen der Erde und einem anderen (künstlichen oder natürlichen) Körper des Sonnensystems vom Standpunkt des Frequenzbandes, der günstigsten Polarisation, der notwendigen Leistung, der Rauschverhältnisse, des Dopplereffektes und der Aberration. Anschließend wurde ein Ausdruck für die Kanalkapazität abgeleitet, die durch die langen Laufzeiten des Signals vermindert wird.

K. H. Rumpf, Berlin

Die Elektronik in der Fernsprechvermittlungstechnik

Nach einer einleitenden Übersicht über die internationale Zusammenarbeit auf dem Gebiet der Fernsprechvermittlungstechnik wurde die Notwendigkeit der Entwicklung von elektronisch gesteuerten Koordinatenschaltersystemen sowie des Verlassens von Direktwahlsystemen, also die Einführung der indirekten Steuerung, begründet. Außerdem wurden Gruppierungspläne und das angewandte Steuerungsprinzip erläutert und die Frage der Anpassung an die klassischen Systeme aufgezeigt.

Gh. Cartianu, Bukarest

Untersuchungen über den Breitbandverstärker

Der Referent untersuchte die Vorgänge in einem System, in dem eine amplitudenmodulierte Schwingung nach Abtastung (Sampling) durch eine Folge von Rechteckimpulsen mehrmals durch dieselbe Stufe verstärkt wird. Es ist dies ein Sonderfall des umfangreicheren Problems der Kontrolle des Signaldurchlaufs im Übertragungssystem. Die theoretischen Ableitungen für einen Verstärker, der im mittleren Frequenzband arbeitet, wurden angegeben und über die Ergebnisse experimenteller Versuche berichtet.

Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß die Ergebnisse des internationalen Kolloquiums zufriedenstellend waren. Das Niveau der einzelnen Vorträge war sehr unterschiedlich, was sich auch in den Diskussionen auswirkte. Die gute Organisation des Veranstalters trug viel zum reibungslosen Ablauf des Kolloquiums bei. Besonders hervorzuheben ist das Bemühen zur internationalen wissenschaftlichen Zusammenarbeit zwischen den Völkern. Wir wünschen dem V. Kolloquium im nächsten Jahr viel Erfolg. *Belter*

HEINZ LINGENFELDER

Berechnung der Rauschzahl der Katodenbasis-, Gitterbasis- und Anodenbasis-Schaltung Teil 1

Die Definition der Grenzempfindlichkeit

Die Empfindlichkeit eines Verstärkers ist bekanntlich von seinem Eigenrauschen abhängig. Zur Definition der Grenzempfindlichkeit wird eine Eingangssignalleistung pro Hz Bandbreite festgelegt, die am Ausgang ein Signal/Rauschverhältnis von 1 ergibt. Als Maß erhält man damit eine Energie (Arbeit). Hierfür wird nicht die dem Verstärker tatsächlich zugeführte Energie zugrunde gelegt, sondern die dem Generator für diesen Fall maximal entnehmbare (verfügbare) Energie. Zweckmäßigerweise gibt man diese Energie als ein Vielfaches der Energie von $1\ kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ in Ws an, wobei k die Boltzmannsche Konstante $= 1{,}37 \cdot 10^{-23}$ Ws/°K und $T_0 = 293°$ K ist. Die Empfindlichkeit ist somit

$$\frac{N}{\Delta f} = n \cdot kT_0 \quad \text{in Ws.} \qquad (1)$$

Beträgt die Empfindlichkeit z. B. $\frac{N}{\Delta f} = 5 \cdot kT_0$ (n = 5), so muß eine Leistung von $5 \cdot 4 \cdot 10^{-21}$ W/Hz Bandbreite zur Verfügung stehen, um am Ausgang ein Signal/Rauschverhältnis von 1 zu erhalten (welche Leistung der Verstärker dabei tatsächlich entnimmt und wie er angepaßt ist, ist also zur Definition der Grenzempfindlichkeit völlig gleichgültig!).

Eine zweite Definitionsmöglichkeit, die zum selben Ergebnis führt, ist die, das Signal/Rauschverhältnis am Eingang zu dem am Ausgang ins Verhältnis zu setzen.

Es ist dann die Rauschzahl

$$F = \frac{\dfrac{\text{verfügbare Signalleistung am Eingang}}{\text{verfügbare Rauschleistung am Eingang}}}{\dfrac{\text{verfügbare Signalleistung am Ausgang}}{\text{verfügbare Rauschleistung am Ausgang}}} = \frac{\dfrac{S}{kT_0 \cdot B}}{\dfrac{S_1}{N_1}}. \qquad (2)$$

Bild 1: Ersatzschaltbild der Signalquelle

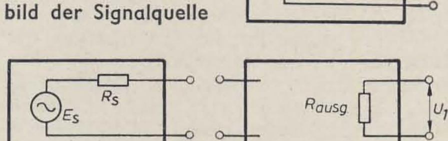


Bild 2: Zusammenschaltung von Signalquelle und Verstärker

Ist das Verhältnis am Ausgang gleich dem am Eingang, so liefert der Verstärker selbst kein zusätzliches Rauschen, und demzufolge wird F = 1 (dies entspräche $\frac{N}{\Delta f} = 1 \cdot kT_0$ bzw. n = 1).

Unter B und Δf ist dieselbe Bandbreite zu verstehen.

Bild 1 zeigt das Ersatzschaltbild einer Signalquelle, bestehend aus ihrer EMK E_s und ihrem Innenwiderstand R_s. Schaltet man an diese Spannungsquelle einen Widerstand, der gleich R_s ist, so erhält man die maximal entnehmbare (verfügbare) Signalleistung $N_{max} = S$. Die Spannung halbiert sich dann und es ist:,

$$S = \left(\frac{E_s}{2}\right)^2 \cdot \frac{1}{R_s} = \frac{E_s^2}{4 \cdot R_s}. \qquad (3)$$

Die verfügbare Rauschleistung der Signalquelle ist leicht festzulegen. An jedem linearen, rein ohmschen Widerstand steht im Leerlauf eine Rauschspannung mit dem quadratischen Mittelwert

$$E^2 = 4\,kT \cdot B \cdot R. \qquad (4)$$

Dabei ist B die übertragene Bandbreite in s^{-1} und R die Größe des Widerstandes in Ω. Schreibt man Gleichung (4) in der Form

$$\frac{E^2}{4 \cdot R} = kT_0 \cdot B \qquad (5)$$

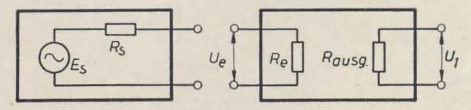


Bild 3: Ersatzschaltbild zur Definition der verfügbaren Leistungsverstärkung

und vergleicht diese mit Gleichung (3), dann stellt das Produkt $kT_0 \cdot B$ die verfügbare Rauschleistung eines Widerstandes dar, der mit Zimmertemperatur T_0 rauscht. Die verfügbare Rauschleistung der Signalquelle ist also $kT_0 \cdot B$ und wurde in Gleichung (2) auch schon eingesetzt.

Schaltet man nun entsprechend Bild 2 ein beliebiges Netzwerk (z. B. Verstärker) an die Signalquelle, so habe dieses den Ausgangswiderstand R_{aus}. Damit kann entsprechend Gleichung (3) und Gleichung (5) eine verfügbare Signalleistung S_1 und eine verfügbare Rauschleistung N_1 am Ausgang des Netzwerkes angegeben werden.

Rauschzahl F und Empfindlichkeitszahl n liefern also die gleichen Zahlenwerte, so daß folgende drei Bezeichnungsmöglichkeiten bestehen: 1. $F = 5$, 2. $n = 5$ und 3. $\frac{N}{\Delta f} = 5 \cdot kT_0$ (aber nicht $n = 5 \cdot kT_0$!).

Die Definition der verfügbaren Leistungsverstärkung W

Schreibt man Gleichung (2) in der Form

$$F = \frac{N_1}{kT_0 \cdot B} \cdot \frac{S}{S_1}, \qquad (6)$$

so ist $\frac{S_1}{S}$ offensichtlich die Leistungsverstärkung, und zwar hier im besonderen die verfügbare Leistungsverstärkung (in der angelsächsischen Literatur mit „available power gain" bezeichnet). Diese ist:

$$W = \frac{\text{verfügbare Signalleistung am Ausgang des Netzwerkes}}{\text{verfügbare Signalleistung der Signalquelle}}.$$

Es ist hier, wie auch bei der Empfindlichkeitsdefinition, gleichgültig, welche Leistung tatsächlich zugeführt und entnommen wird. Im allgemeinen ist $W \neq V^2$. Die Zusammenhänge zwischen W und V sollen im folgenden abgeleitet werden. Nach Bild 3 ist

$$S = \frac{E_s^2}{4 \cdot R_s} \qquad (7)$$

und

$$U_e = \frac{E \cdot R_e}{R_s + R_e}. \qquad (8)$$

Mit der Spannungsverstärkung V des Netzwerkes wird $U_1 = V \cdot U_e$ und

$$S_1 = \frac{U_1^2}{4 \cdot R_{aus}} = \frac{V^2 \cdot U_e^2}{4 \cdot R_{aus}} = \frac{V^2 \cdot E^2 \cdot R_e^2}{(R_s + R_e)^2 \cdot 4 \cdot R_{aus}}.$$

Damit wird:

$$W = \frac{S_1}{S} = \frac{V^2 \cdot E^2 \cdot R_e^2 \cdot 4\,R_s}{(R_s + R_e)^2 \cdot 4\,R_{aus} \cdot E^2}$$

oder

$$W = V^2 \cdot \frac{R_s}{R_{aus}} \cdot \frac{R_e^2}{(R_s + R_e)^2}. \qquad (9)$$

U_1 ist die verstärkte Eingangsspannung U_e bei einem unbelasteten Ausgang, d. h., daß der Außenwiderstand dieser Stufe mit dem Innenwiderstand der Röhre zu einem Innenwiderstand (R_{aus}) der Schaltung zusammengefaßt wird. $U_1 = V \cdot U_e$ stellt somit eine Leerlaufspannung dar.

Zur Ermittlung von W muß die Spannungsverstärkung, der Eingangs- und der Ausgangswiderstand des Netzwerkes bekannt sein. Da die Verhältnisse bei der KB-Stufe besonders einfach liegen, werden diese als Beispiel angeführt.

Nach Bild 4 kann als bekannt vorausgesetzt werden:

$$V = S \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a},$$

$$R_{aus} = \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \quad \text{und} \quad R_e = R_g.$$

Bild 4: Vereinfachtes Ersatzschaltbild der Katodenbasisstufe

R_g R_a

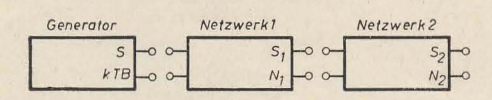


Bild 5: Ersatzschaltung von zwei hintereinandergeschalteten Netzwerken

Damit wird nach (9)

$$W = S^2 \cdot \frac{R_i^2 \cdot R_a^2}{(R_i + R_a)^2} \cdot \frac{R_s\,(R_i + R_a)}{R_i \cdot R_a} \cdot \frac{R_g^2}{(R_s + R_g)^2}$$

oder

$$W = S^2 \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{R_s \cdot R_g^2}{(R_s + R_g)^2}. \qquad (10)$$

Die Rauschzahl hintereinandergeschalteter Netzwerke

Es soll nun die Rauschzahl bestimmt werden, wenn zwei beliebige Netzwerke hintereinandergeschaltet sind (Bild 5). Dabei ist:

- S_2 = verfügbare Signalleistung am Ausgang des Netzwerkes 2,
- N_2 = verfügbare Rauschleistung am Ausgang des Netzwerkes 2,
- W_1 = verfügbare Leistungsverstärkung des Netzwerkes 1,
- W_2 = verfügbare Leistungsverstärkung des Netzwerkes 2,
- F_1 = Rauschzahl des Netzwerkes 1,
- F_2 = Rauschzahl des Netzwerkes 2 und
- F_{12} = Rauschzahl bei hintereinandergeschaltetem Netzwerk 1 und Netzwerk 2.

Entsprechend der Definition ist die Rauschzahl der gesamten Schaltung

$$F_{12} = \frac{S}{kT_0 \cdot B} \cdot \frac{N_2}{S_2}. \qquad (11)$$

Am Ausgang des Netzwerkes 2 ist die Rauschleistung

$$N_2 = W_1 \cdot W_2 \cdot kT_0 \cdot B + W_2 \cdot N_1' + N_2'$$

vorhanden. Mit N_1' und N_2' ist die Eigenrauschleistung des betreffenden Netzwerkes gekennzeichnet.

Gleichung 11 lautet damit und unter Berücksichtigung von $S_2 = W_1 \cdot W_2 \cdot S$

$$F_{12} = \frac{W_1 \cdot W_2 \cdot kT_0 B + W_2 \cdot N_1' + N_2'}{W_1 \cdot W_2 \cdot kT_0 B}. \qquad (12)$$

Weiterhin ist

$$F_1 = \frac{S}{kT_0 \cdot B} \cdot \frac{N_1}{S_1} = \frac{S\,(W_1 \cdot kT_0 \cdot B + N_1')}{kT_0 \cdot B \cdot W_1 \cdot S} = 1 + \frac{N_1'}{kT_0 B \cdot W_1}. \qquad (13)$$

Zur Bestimmung von F_2 wird die Signalquelle direkt an das Netzwerk 2 angeschlossen.

Es ist zu beachten, daß F_2 nicht durch die Methode bestimmt werden kann, bei der Netzwerk 1 angeschlossen bleibt und als rauschfrei betrachtet wird. Dabei erhöht sich nämlich die Verstärkung durch W_1, und die Rauschzahl F_2 entspricht nicht mehr dem tatsächlichen Wert.

Es ist also:

$$F_2 = \frac{S\,(kT_0 \cdot B \cdot W_2 + N_2')}{kT_0 \cdot B \cdot W_2 \cdot S} = 1 + \frac{N_2'}{W_2 \cdot kT_0 \cdot B}. \qquad (14)$$

Aus den Gleichungen (13) und (14) ergibt sich:

$$N_1' = (F_1 - 1) \cdot kT_0 \cdot B \cdot W_1 \qquad (15)$$

und

$$N_2' = (F_2 - 1) \cdot kT_0 \cdot B \cdot W_2. \qquad (16)$$

Die Rauschleistungen N_1' und N_2' werden mit vorstehender Auflösung in Gleichung (12) berücksichtigt, und es ist:

$$F_{12} = 1 + \frac{(F_1 - 1) \cdot kT_0 \cdot B \cdot W_1 \cdot W_2}{W_1 \cdot W_2 \cdot kT_0 \cdot B} + \frac{(F_2 - 1) \cdot kT_0 \cdot B \cdot W_2}{W_1 \cdot W_2 \cdot kT_0 \cdot B}. \qquad (17)$$

Nach einigen Umformungen erhält man:

$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{W_1}. \qquad (18)$$

Es ist zu erkennen, daß der Anteil den Netzwerk 2 zur Gesamtrauschzahl F_{12} liefert, von der verfügbaren Leistungsverstärkung W_1 des Netzwerkes 1 abhängt. Soll dieser Anteil gering sein, so muß W_1 möglichst groß sein.

Verwendet man am Verstärkereingang eine Mischdiode, so darf Gleichung (18) nicht ohne weiteres angewendet werden. Um das gegenüber T_0 erhöhte Rauschen der Kristalldiode zu berücksichtigen, führt man eine Temperatur T_1 ein, die größer als T_0 ist und von der Aussteuerung bzw. vom Richtstrom abhängt. Es sei: S = verfügbare Signalleistung am Eingang der Mischdiode, $kT_0 \cdot B$ = verfügbare Rauschleistung am Eingang der Mischdiode, $S \cdot W_1$ = verfügbare Signalleistung am Ausgang der Mischdiode, $kT_1 \cdot B$ = verfügbare Rauschleistung am Ausgang der Mischdiode und W_1 = Leistungsverstärkung der Mischdiode.

Die Rauschzahl dieses Netzwerkes ist entsprechend der Definition nach Gleichung (6)

$$F = \frac{S}{kT_0 \cdot B} \cdot \frac{kT_1 \cdot B}{S \cdot W_1} = \frac{T_1}{T_0 \cdot W_1}. \qquad (19)$$

Setzt man noch $\frac{T_1}{T_c} = t_c$, so wird

$$F = \frac{t_c}{W_1}. \qquad (20)$$

Die Werte für t_c sind gemessen worden und in den Datenblättern für Mischdioden angegeben. Für moderne Siliziummischdioden im 3,2-cm-Gebiet beträgt $t_c = 2{,}7$. W_1 ist hierbei stets kleiner als 1, und man bezeichnet $\frac{1}{W_1}$ auch als Mischdämpfung.

Beispiel: In einem 3,2-cm-Radarempfänger wird zum Mischen eine Siliziummischdiode mit $t_c = 2{,}7$ und einer Mischdämpfung von 4,5 verwendet. Der folgende ZF-Verstärker habe eine Rauschzahl von $F = 2{,}4$. Die Rauschzahl des gesamten Empfängers am Mischereingang ist zu berechnen.

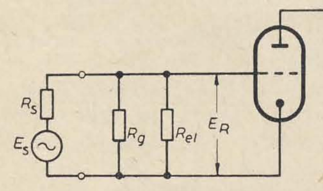


Bild 6: Ersatzschaltbild eines Empfängereinganges

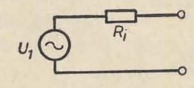


Bild 7: Spannungsquellenersatzschaltbild eines aktiven Zweipols

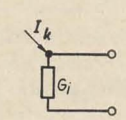


Bild 8: Stromquellenersatzschaltbild eines aktiven Zweipols

Nach Gleichung (18) ist $F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{W_1}$. Dabei ist F_1 in diesem Falle die Rauschzahl der Mischdiode und mit Gleichung (20) wird

$$F_{12} = \frac{t_c}{W_1} + \frac{F_2 - 1}{W_1} = \frac{1}{W_1}(t_c + F_2 - 1). \quad (21)$$

Setzt man die Werte ein, so ergibt sich

$$F = 4{,}5\,(2{,}7 + 2{,}4 - 1) = 18{,}5.$$

Verbessert man die ZF-Rauschzahl auf 1,5, so verbessert sich die Gesamtempfindlichkeit auf $F = 4{,}5\,(2{,}7 + 1{,}5 - 1) = 14{,}4$. Der Einfluß des Rauschens des Oszillatorklystrons wurde bei vorstehender Rechnung nicht berücksichtigt.

Allgemein soll an dieser Stelle noch festgestellt werden, daß die Rauschzahl F ein Leistungsverhältnis ist und deshalb in dB angegeben werden kann. Einer Rauschzahl $F = 2$ entspricht also eine Rauschzahl von $F = 3$ dB.

Schaltet man mehr als zwei Netzwerke hintereinander, so wird:

$$F_{1n} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{W_1} + \frac{F_3 - 1}{W_1 \cdot W_2} + \cdots + \frac{F_n - 1}{W_1 \cdot W_2 \cdots W_{n-1}}.$$

Für den speziellen Fall, daß $W_1 = W_2 = \cdots = W$ und $F_1 = F_2 = \cdots = F$ ist, wird

$$F_{1n} = F + \frac{F - 1}{W} + \frac{F - 1}{W^2} + \cdots + \frac{F - 1}{W^{n-1}},$$

und geht $n \to \infty$, also bei unendlich viel hintereinandergeschalteten Netzwerken mit gleichem F und W, so wird

$$F = \frac{F - 1}{W - 1} \cdot W. \quad (22)$$

Berechnung der Signalspannung am Empfängereingang bei bekannter Rauschzahl

Oftmals ist es erforderlich, die tatsächlich am Empfängereingang liegende Signalspannung bei bekannter Rauschzahl und bei einem Signal/Rauschverhältnis am Ausgang von 1 zu ermitteln.

Es ist also $\frac{N_1}{S_1} = 1$, und aus Gleichung (6) wird dann

$$F \cdot \frac{kT_0 \cdot B}{S} = 1. \quad (23)$$

R_s und R_e müssen bekannt sein, um mit

$$S = \frac{E^2}{4 \cdot R_s} \quad \text{und} \quad E = \frac{U_e (R_s + R_e)}{R_e}$$

$$S = \frac{U_e^2 (R_s + R_e)^2}{4 \cdot R_s \cdot R_e^2} \quad (24)$$

zu erhalten. Gleichung (24), in Gleichung (23) eingesetzt und nach U_e aufgelöst, ergibt:

$$U_e = \frac{2 \cdot R_e}{R_s + R_e} \sqrt{F \cdot kT_0 \cdot B \cdot R_s}. \quad (25)$$

Berechnung der Rauschspannung parallelgeschalteter Widerstände unterschiedlicher Temperatur

Am Gitter der Röhre eines Empfängereinganges (Bild 6) liegen in den meisten Fällen drei parallelgeschaltete Rauschquellen:

Diese sind:

a) der Innenwiderstand der Signalquelle R_s (z. B. Innenwiderstand des Meßgenerators, Quellwiderstand der Antenne usw.),

b) Gitterwiderstand R_g (z. B. Gitterableitwiderstand, Realteil eines Schwingkreisresonanzwiderstandes usw.) und

c) elektronischer Eingangswiderstand der Röhre.

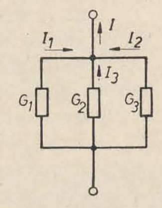


Bild 9: Addition der Teilströme bei Parallelschaltung der Widerstände

Alle drei Widerstände liefern Rauschanteile und lassen sich zur Rauschspannung E_R zusammenfassen, die im Nachstehenden errechnet wird. Jeder ohmsche Widerstand stellt eine Rauschquelle dar, die als aktiver Zweipol durch Leerlaufspannung U_l, Kurzschlußstrom I_k und Innenwiderstand R_i (bzw. Innenleitwert G_i) charakterisiert ist, wobei die bekannte Beziehung gilt:

$$R_i = \frac{U_l}{I_k} \quad \text{und} \quad (26)$$

$$G_i = \frac{I_k}{U_l} \quad (27)$$

(siehe Bilder 7 und 8).

Entsprechend Bild 7 ergibt sich die „Leerlaufrauschspannung"

$$E^2 = 4 \cdot kT \cdot B \cdot R; \quad (28)$$

bzw. erhält man nach Bild 8 den „Rauschkurzschlußstrom"

$$I^2 = 4 \cdot kT \cdot B \cdot G. \quad (29)$$

Bei Parallelschaltung mehrerer Widerstände bzw. Generatoren ist es zweckmäßig, die Darstellungsform entsprechend Bild 8 zu wählen, da dann sowohl Leitwerte als auch Ströme addiert werden. Weiterhin ist zu beachten, daß sich Rauschspannungen und Rauschströme quadratisch addieren.

Schaltet man nach Bild 9 die Leitwerte G_1, G_2 und G_3 parallel, so ergibt sich der Gesamtstrom I zu

$$I^2 = I_1^2 + I_2^2 + I_3^2, \quad (29)$$

dabei ist

$$I_1^2 = 4 \cdot k \cdot B \cdot T_1 \cdot G_1, \quad (30)$$

$$I_2^2 = 4 \cdot k \cdot B \cdot T_2 \cdot G_2 \quad (31)$$

und

$$I_3^2 = 4 \cdot k \cdot B \cdot T_3 \cdot G_3. \quad (32)$$

Damit erhält man:

$$I^2 = 4 \cdot k \cdot B\,(G_1 \cdot T_1 + G_2 \cdot T_2 + G_3 \cdot T_3). \quad (33)$$

Nach Gleichung (27) ist

$$E^2 = \frac{I^2}{G^2} \quad (34)$$

und der Leitwert der Parallelschaltung

$$G = G_1 + G_2 + G_3. \quad (35)$$

Es wird also

$$E^2 = 4 \cdot k \cdot B \frac{G_1 \cdot T_1 + G_2 \cdot T_2 + G_3 \cdot T_3}{(G_1 + G_2 + G_3)^2}. \quad (36)$$

Geht man von den Leitwerten zu den Widerständen über und setzt $G_1 = \frac{1}{R_1}$, $G_2 = \frac{1}{R_2}$ usw., so erhält man schließlich:

$$E^2 = 4 \cdot k \cdot B \cdot \left(\frac{T_1}{R_1} + \frac{T_2}{R_2} + \frac{T_3}{R_3}\right) \cdot \frac{R_1^2 \cdot R_2^2 \cdot R_3^2}{(R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3)^2}. \quad (37)$$

Gleichung (37) könnte man in der Form

$$E^2 = 4 \cdot k \cdot B \cdot T_w \cdot R_p \quad (38)$$

schreiben. Dabei ist:

$$R_p = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3}. \quad (39)$$

und die wirksame Temperatur

$$T_w = \left(\frac{T_1}{R_1} + \frac{T_2}{R_2} + \frac{T_3}{R_3}\right) \cdot R_p, \quad (40)$$

womit wieder eine Übereinstimmung mit Gleichung (28) vorhanden ist.

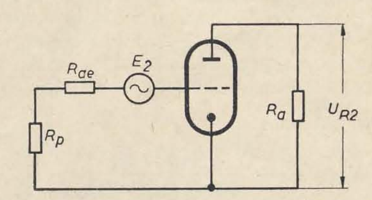


Bild 10: Ersatzschaltbild zur Berechnung von U_{R2} bei der Katodenbasisschaltung

Entsprechend der Röhreneingangsschaltung nach Bild 6 sollen R_s und R_g mit Zimmertemperatur T_0 rauschen. Die Rauschtemperatur des elektronischen Eingangswiderstands der Röhre ist $\beta \cdot T_0$, wobei für β im allgemeinen bei Röhren mit Oxydkatode 5 ist.

Damit wird alles auf T_0 bezogen und es ist

$$T_w = R_p \cdot T_0 \cdot \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_g} + \frac{\beta}{R_{el}}\right) \quad (41)$$

und entsprechend Gleichung (39)

$$R_p = \frac{R_s \cdot R_g \cdot R_{el}}{R_s \cdot R_g + R_s \cdot R_{el} + R_G \cdot R_{el}}. \quad (42)$$

Spannungsverstärkung der Katodenbasisstufe

Die Spannungsverstärkung ist allgemein bekannt und ist

$$V = S \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}. \qquad (43)$$

Eingangswiderstand der Katodenbasisstufe

Für den Eingangswiderstand der Katodenbasisstufe erhält man nach Bild 6 die Parallelschaltung von R_g und R_{el}.

$$R_e = \frac{R_g \cdot R_{el}}{R_g + R_{el}}. \qquad (44)$$

Ausgangswiderstand der Katodenbasisstufe

Zählt man den Außenwiderstand R_a mit zur Stufe gehörig, so ist

$$R_{aus} = \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}. \qquad (45)$$

Verfügbare Leistungsverstärkung der Katodenbasisstufe

Nach Gleichung (9) ist

$$W = V^2 \cdot \frac{R_s}{R_{aus}} \cdot \frac{R_e^2}{(R_s + R_e)^2}$$

und mit den Gleichungen (44) und (45) ergibt sich:

$$W = S^2 \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{R_s \cdot R_e^2}{(R_s + R_e)^2}$$

$$= S^2 \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{R_p^2}{R_s}. \qquad (46)$$

Rauschzahl der Katodenbasisstufe

Entsprechend der Definition erhält man nach Gleichung (6)

$$F = \frac{N_1}{kT_0 \cdot B \cdot W}. \qquad (47)$$

Zur Berechnung der Rauschzahl muß also N_1 bestimmt werden.

Die verfügbare Rauschleistung am Ausgang ist

$$N_1 = \frac{U_R^2}{4 \cdot R_{aus}}. \qquad (48)$$

Da sich das Rauschspannungsquadrat am Ausgang der Röhre aus verschiedenen Rauschspannungsquadraten zusammensetzt, sollen diese einzeln errechnet und summiert werden. Den ersten Anteil liefert die Parallelschaltung der Widerstände am Eingang. Nach Gleichung (38) ist

$$E_1^2 = 4 \cdot k \cdot B \cdot T_w \cdot R_p$$

oder

$$E_1^2 = 4 \cdot kT_0 \cdot B \cdot R_p^2 \cdot \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_g} + \frac{\beta}{R_{el}}\right). \qquad (49)$$

Über die Spannungsverstärkung erhält man dann

$$U_{R1}^2 = V^2 \cdot R_1^2$$

$$= S^2 \cdot \frac{R_i^2 \cdot R_a^2}{(R_i + R_a)^2} \cdot 4 \cdot kT_0 \cdot B \cdot R_p^2 \cdot \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_g} + \frac{\beta}{R_{el}}\right). \qquad (50)$$

Mit Gleichung (50) sind alle Rauschquellen außerhalb der Röhre erfaßt. Das Rauschen der Röhre wird bekanntlich durch den äquivalenten Rauschwiderstand R_{ae} definiert, den man sich in Reihe am Gitter der Röhre liegend denken muß (Bild 10). Dabei ist zu beachten, daß R_{ae} an sich innerhalb der Röhre gezeichnet werden müßte, aber aus Zweckgründen jedoch auf die Gitterklemme der Röhre bezogen wird. Mit diesen Überlegungen erhält man:

$$E_2^2 = 4 \cdot kT_0 \cdot B \cdot R_{ae} \qquad (51)$$

und mit Gleichung 43

$$U_{R2}^2 = S^2 \cdot \frac{R_i^2 \cdot R_a^2}{(R_i + R_a)^2} \cdot kT_0 \cdot B \cdot R_{ae} \cdot 4 \qquad (52)$$

(R_p ist nach dem Superpositionsgesetz jetzt natürlich als rauschfrei zu betrachten).

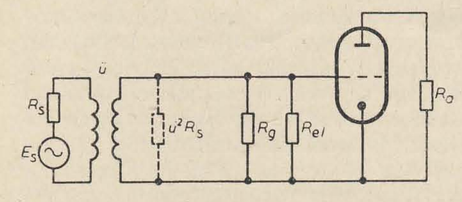


Bild 11: Transformation des Innenwiderstandes der Signalquelle

Nunmehr ist die Summe beider Rauschspannungsquadrate:

$$U_R^2 = U_{R1}^2 + U_{R2}^2$$

$$= S^2 \cdot \frac{R_i^2 \cdot R_a^2}{(R_i + R_a)^2} \cdot kT_0 \cdot B \cdot \left[R_p^2\left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_g} + \frac{\beta}{R_{el}}\right) + R_{ae}\right] \cdot 4 \qquad (53)$$

Setzt man diese Summe in Gleichung (48) unter Berücksichtigung von Gleichung (45) ein, so erhält man die verfügbare Rauschleistung am Ausgang der Röhre:

$$N_1 = S^2 \cdot R_i \cdot R_a \cdot kT_0 \cdot B \cdot \frac{\left[R_p^2\left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_a} + \frac{\beta}{R_{el}}\right) + R_{ae}\right]}{(R_i + R_a)}. \qquad (54)$$

N_1 und W in Gleichung (47) eingesetzt, ergibt die Rauschzahl

$$F = S^2 \cdot R_i \cdot R_a \cdot kT_0 \cdot B \cdot \frac{\left[R_p^2\left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_g} + \frac{\beta}{R_{el}}\right) + R_{ae}\right]}{(R_i + R_a) \cdot kT_0 \cdot B} \cdot \frac{(R_i + R_a) \cdot R_s}{S^2 \cdot R_i \cdot R_a \cdot R_p^2}$$

und nach einigen Umformungen

$$F = 1 + \frac{R_s}{R_g} + \beta \frac{R_s}{R_{el}} + \frac{R_s \cdot R_{ae}}{R_p^2}. \qquad (55)$$

Mit Gleichung (55) läßt sich die Rauschzahl unter der Voraussetzung berechnen, daß der Außenwiderstand R_a nicht rauscht. Soll R_a aber mit für diese Stufe berücksichtigt werden, so ist seine verfügbare Rauschleistung $kT_0 \cdot B$ und wird zu N_1 addiert. Damit ist die Rauschzahl

$$F = 1 + \frac{R_s}{R_g} + \beta \frac{R_s}{R_{el}} + \frac{R_s}{R_p^2}\left(R_{ae} + \frac{1}{S^2 \cdot R_a}\right). \qquad (56)$$

Berechnung von R_{sopt} für die Katodenbasisstufe

Gleichung (56) gilt, wie aus der Ableitung hervorgeht, ganz allgemein für jedes beliebige R_s. Beachtet man aber, daß durch Zwischenschalten eines Transformationsgliedes der Innenwiderstand der Signalquelle jeden beliebigen Wert annehmen kann (ohne daß sich die verfügbare Signalleistung ändert), so existiert offenbar ein Wert $ü^2 \cdot R_s$, für den F ein Minimum wird (Bild 11). In den weiteren Ausführungen soll deshalb unter R_s immer der unmittelbar am Gitter der Röhre vorhandene Signalquellenwiderstand verstanden werden, unabhängig davon, ob durch eine Transformation entstanden oder nicht (anderweitig oft mit R'_a bezeichnet).

Um den Wert für R_s zu finden, mit dem F ein Minimum annimmt, schreibt man Gleichung (56) zweckmäßig in der Form

$$F = 1 + \frac{R_s}{R_g} + \beta \frac{R_s}{R_{el}} + R_s \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_{el}}\right)^2 \left(R_{ae} + \frac{1}{S^2 \cdot R_a}\right) \qquad (57)$$

und bildet

$$\frac{dF}{dR_s} = \frac{1}{R_g} + \frac{\beta}{R_{el}} + \left(R_{ae} + \frac{1}{S^2 \cdot R_a}\right) \left[R_s \cdot 2\left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_{el}}\right)\left(-\frac{1}{R_s^2}\right) + \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_{el}}\right)^2\right] = 0. \qquad (58)$$

Löst man vorstehende Gleichung nach R_s auf, so findet man:

$$R_{sopt} = \sqrt{\frac{R_{ae} + \frac{1}{S^2 \cdot R_a}}{\frac{1}{R_g} + \frac{\beta}{R_{el}} + \left(\frac{1}{R_{el}} + \frac{1}{R_g}\right)^2 \left(R_{ae} + \frac{1}{S^2 \cdot R_a}\right)}}. \qquad (59)$$

Dieser Wert für R_s weicht von der Leistungsanpassung ab und wird als Rauschanpassung bezeichnet. Soll eine Eingangsstufe dimensioniert werden, so ist bei bekanntem R_g, R_{el}, R_a und S das optimale R_s nach Gleichung (59) zu ermitteln. Damit läßt sich bei bekanntem Generatorwiderstand das Übersetzungsverhältnis des Eingangsübertragers festlegen. Die Rauschzahl wird nach Gleichung (56) bestimmt. Oft kann man $\frac{1}{S^2 \cdot R_a}$ gegenüber R_{ae} vernachlässigen. Nimmt man z. B. für S = 5 mA/V an und für $R_a = 10^3\ \Omega$, so erhält man für $\frac{1}{S^2 \cdot R_a} = 0{,}04$. R_{ae} beträgt meist nur einige 100 Ω.

Bei der Berechnung der Rauschzahl für zwei hintereinandergeschaltete Stufen kann außerdem R_a in die zweite Stufe einbezogen werden, ohne damit einen Fehler zu begehen.

Es soll nicht unerwähnt bleiben, daß sämtliche Widerstände in dem in Frage kommenden Frequenzbereich hier wie auch bei allen weiteren Betrachtungen als reell vorausgesetzt werden. In den meisten Fällen ist diese Voraussetzung erfüllt, da die Gesamtbandbreite eines Verstärkers meist bedeutend kleiner ist als die Bandbreite des Eingangskreises.

Dipl.-Phys. MICHAEL TEICHGRÄBER

Mitteilung aus dem Institut für Faserstoff-Forschung in Teltow, Deutsche Akademie der Wissenschaften zu Berlin

Zur Dimensionierung einer Eccles-Jordan-Schaltung

Die Eccles-Jordan-Schaltung — auch häufig als Flip-Flop-Schaltung bezeichnet und im folgenden kurz nur mit „F-Stufe" abgekürzt — stellt im wesentlichen einen bistabilen Multivibrator [1] dar, dessen Prinzipschaltung Bild 1 zeigt.

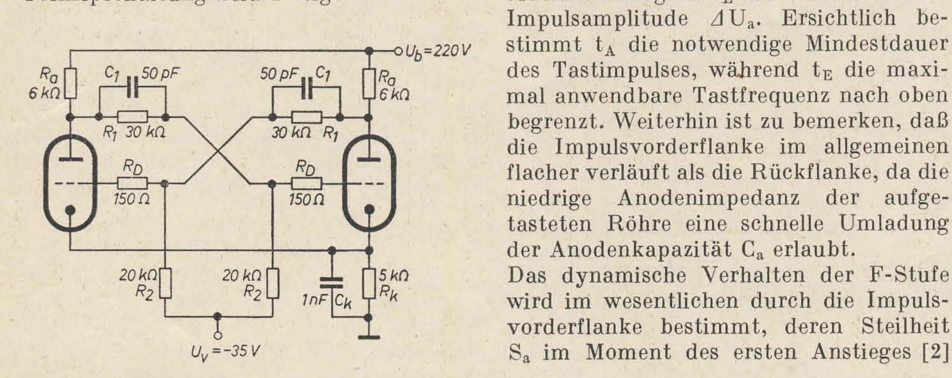


Bild 1: Schaltung eines bistabilen Multivibrators

Bild 2: Anodenimpuls a) zu großes C_1 b) zu kleines C_1

Die Arbeitsweise sei als bekannt vorausgesetzt und kann gegebenenfalls in der einschlägigen Literatur [3, 6] nachgelesen werden. Die vorliegende Arbeit behandelt die optimale Dimensionierung einer F-Stufe.

Untersuchungen in dieser Richtung sind bereits von verschiedenen Seiten unternommen worden [2···5]. Die Auswertung der gewonnenen Ergebnisse ist jedoch ziemlich unübersichtlich, da im allgemeinen die Zahl der zu bestimmenden Schaltungsparameter größer ist als die der zur Verfügung stehenden Bestimmungsgleichungen. Daher müssen zusätzliche Forderungen bezüglich der Stabilität der Stufe, der Impulsformen, der Röhren- und Widerstandstoleranzen, der Verwendung von genormten Bauteilen und deren Belastbarkeit o. ä. in Betracht gezogen werden. Um hier den geeigneten Kompromiß zu finden, bewährt es sich, nach gegebenen Vorüberlegungen die gesuchten Dimensionierungsangaben direkt auf experimentellem Wege zu bestimmen. Dabei ist zugleich eine sichere Überprüfung der geforderten Betriebseigenschaften der F-Stufe gewährleistet.

Röhrenwahl

Ausgehend vom Verwendungszweck der F-Stufe hat man zunächst die geeigneten Röhren auszuwählen, da deren Betriebswerte entscheidend das dynamische und statische Verhalten der F-Stufe beeinflussen.

Zur Untersuchung des dynamischen Verhaltens denken wir uns die F-Stufe periodisch umgetastet. Die Formen der dabei entstehenden Anodenimpulse sind in den Bildern 2a und 2b dargestellt. Es sind als hier interessierende Impulskenngrößen eingezeichnet: die Impulsanstiegszeit t_A, die Einschwingzeit t_E der F-Stufe und die Impulsamplitude ΔU_a. Ersichtlich bestimmt t_A die notwendige Mindestdauer des Tastimpulses, während t_E die maximal anwendbare Tastfrequenz nach oben begrenzt. Weiterhin ist zu bemerken, daß die Impulsvorderflanke im allgemeinen flacher verläuft als die Rückflanke, da die niedrige Anodenimpedanz der aufgetasteten Röhre eine schnelle Umladung der Anodenkapazität C_a erlaubt.

Das dynamische Verhalten der F-Stufe wird im wesentlichen durch die Impulsvorderflanke bestimmt, deren Steilheit S_a im Moment des ersten Anstieges [2] mit

$$S_a = \frac{1}{\Delta U_a} \cdot \operatorname{tg}\alpha = \frac{1}{\Delta U_a} \cdot \frac{d U_a}{d t} = \frac{J_a}{\Delta U_a} \cdot \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2 + C_2 \cdot C_a + C_a \cdot C_1} \quad (1)$$

definiert ist (Bild 2).

Entsprechend gilt für den Gitterimpuls des folgenden Röhrensystems:

$$S_g = \frac{1}{\Delta U_g} \cdot \frac{d U_g}{d t} = J_a \cdot \frac{1}{D_c (R_i \cdot J_a + \Delta U_a)} \cdot \frac{1}{C_2 + C_a + C_2 \cdot C_a / C_1}. \quad (2)$$

Hierbei bedeuten:

R_i = Röhreninnenwiderstand für $U_{g1} = 0$,

J_a = Anodenstrom des leitenden Systems,

C_a = gesamte Belastungskapazität an Anode,

C_2 = parallel zu R_2 liegende Kapazität,

D_c = Sperrspannung U_{c0}/Anodenspannung U_a.

Eine steile Vorderflanke verlangt nach den Gleichungen (1) und (2):

1. großes J_a,
2. kapazitätsarmen Aufbau,
3. kleine Sperrspannung U_{c0} und
4. niedriges R_i.

Entsprechend den Punkten 3 und 4 kann gegebenenfalls der Widerstand R_2 direkt an Masse gelegt werden, womit die zusätzliche Spannungsquelle $-U_v$ entfällt.

S_a kann man durch Vergrößern von C_1 nur bis zu einem gewissen Grade steigern, da mit wachsendem C_1 auch t_E zunimmt. Den günstigsten Kompromiß liefert folgender Versuch: C_1 wird variiert, während man die zugehörigen Anodenimpulse auf dem Oszillografenschirm beobachtet. Ein zu großes C_1 führt zu Impulsformen nach Bild 2a, ein zu kleines C_1 zu solchen nach Bild 2b.

Anodenwiderstand R_a

Die Größe des Anodenwiderstandes R_a bestimmt wesentlich Form und Größe des an den Anoden der F-Stufe abnehmbaren Impulses. Die Impulsform wird um so „schneller", zugleich die Impulshöhe ΔU_a um so geringer, je kleiner R_a ist. Deshalb beachte man, daß die Umladezeit von C_1 (Bild 1) und damit auch die Einschwingzeit t_E neben R_1, R_2 von R_a abhängt [3]. Außerdem besteht nach Gleichung (1) eine Proportionalität zwischen der Anstiegszeit t_A und dem Widerstand R_a. Die Impulsamplitude ΔU_a ist mit R_a verknüpft durch:

$$\Delta U_a \approx R_a \cdot J_a,$$

wobei J_a der Anodenstrom des leitenden Systems ist. Soll mit möglichst kleinem R_a gearbeitet werden, ist bei gegebenem U_a der Anodenstrom möglichst groß zu wählen. Da J_a mit zunehmender Röhrenalterung kleiner wird, benutzt man in Gleichung (3) für ΔU_a einen um 5 bis 15% höheren als tatsächlich notwendigen Wert.

Katodenkombination R_k, C_k

Die Wahl von R_k und C_k ist nicht sehr kritisch. R_k dient zur Gegenkopplung, wodurch sich die statische Stabilität der F-Stufe im Hinblick sowohl auf Alterung und Toleranzen von Röhren und Schaltmitteln als auch auf Spannungsschwankungen erhöht. Derartige Stabilitätsfragen haben eine große Bedeutung, wenn sehr viele F-Stufen benötigt werden, so z. B. in elektronischen Rechenanlagen. Spezielle Untersuchungen bezüglich Toleranzen in den Schaltungsparametern und der F-Stufenstabilität siehe [5, 7]. Als weiterer Vorteil ergibt sich, daß mit R_k das Katodenpotential (bei festem J_a) steigt. Damit ist gegebenenfalls die Zuführung einer zusätzlichen Vorspannung $-U_v$ überflüssig.

Nun darf R_k aber nicht beliebig groß gemacht werden, denn mit R_k steigt bei festem J_a auch die an R_k abgegebene Leistung $N_{R_k} = J^2_a \cdot R_k$. Da man in den meisten Fällen mit 1- bis 2-Watt-Typen auskommen wird, empfiehlt es sich, für R_k einen Wert von etwa 5 bis 10 kΩ zu wählen. Außerdem darf der Grenzwert

für die Spannung zwischen Faden und Katode nicht überschritten werden.
C_k hebt wechselstrommäßig die Gegenkopplung über R_k auf und erhöht somit die Empfindlichkeit der F-Stufe gegenüber Tastimpulsen. Mit der Bedingung $C_k \gg C_{fk}$ wird verhindert, daß netzseitige Störimpulse sich über die Heizleitung auf die Katode einstreuen. Aber auch hier darf C_k nicht zu groß gewählt werden, da sonst bei Röhrenunsymmetrien ein hinreichend schnelles Einstellen des Katodenpotentials nicht mehr erfolgen kann. Gewöhnlich liegt C_k bei einigen 10^{-9} F.

Spannungsteiler R_1, R_2

Um eine gute Stabilität und ein selektives Ansprechen der F-Stufe gegenüber positiven und negativen Tastimpulsen zu erreichen, muß man die Spannungsteiler mit den Widerständen R_1 und R_2 so dimensionieren, daß einerseits das Gitter des gesperrten Röhrensystems mit Sicherheit unterhalb der Sperrspannung liegt, und sich andererseits das Gitter des leitenden Systems sicher „in clamp" zur Spannung null befindet. Weiter sollen für R_1 und R_2, falls eine kleine Einschwingzeit t_E erforderlich ist, kleinstmögliche Widerstandswerte ausgewählt werden.
Die rechnerische Erfassung dieser Forderungen ist ziemlich unübersichtlich und benötigt auch hier wieder u. a. die Kenntnis der Kennlinien für positive Gittervorspannungen. Es werden daher die Größen von R_1 und R_2 sowie die der Betriebsspannungen in einer Versuchsschaltung auf experimentellem Wege bestimmt.

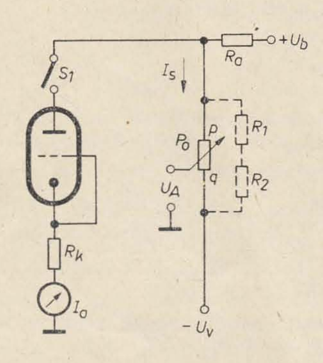


Bild 3: Versuchsschaltung zur Bestimmung von r

Zuvor empfiehlt es sich jedoch, an hinreichend vielen Stichproben durch eigene Messungen zu bestimmen bzw. zu kontrollieren:

a) R_i für $U_{g1} = 0$ und vorgesehenes J_a,

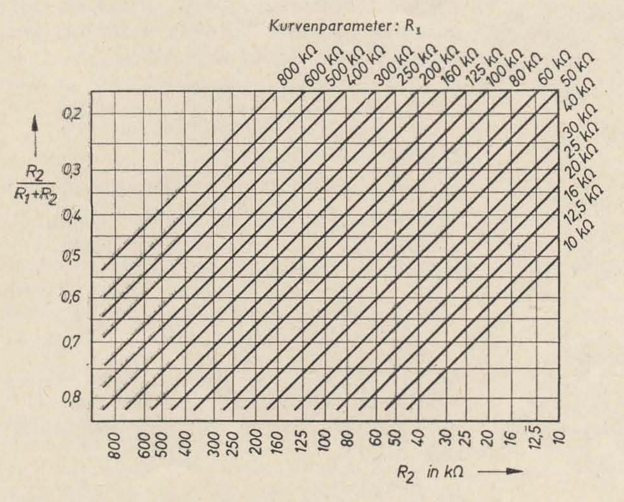
b) $D_c = \dfrac{\text{Sperrspannung } U_{c0}}{\text{Anodenspg. } U_a - \text{Katodenspg. } U_k}$
(D_c als Röhrenkenngröße ist nur wenig von ($U_a - U_k$) abhängig, da im allgemeinen U_{c0} etwa proportional der Anodenspannung ist). Auf Grund dieser Angaben muß festgelegt werden:

a) U_{c0} als ein Wert, der mit Sicherheit größer ist als die bei den Röhren wirklich vorliegenden Werte,

b) $R_{i\,max}$ als größter zugelassener Wert (Röhrenalterung),

c) $\overline{R}_i$ als mittlerer Wert für R_i, der für die meisten Röhren zutrifft. (R_i nicht zu niedrig ansetzen, da sonst bei vorgegebenem $R_{i\,max}$ der „overshoot" der Gitterimpulse und damit t_E zunimmt. Die Annahme eines zu hohen R_i fordert aber auch eine hohe Betriebsspannung, und damit ergibt sich der Nachteil einer zunehmenden Belastung des Spannungsteilers R_1, R_2.)

Die bereits erwähnte Versuchsschaltung wird nach Bild 3 aufgebaut, und zwar mit einer Röhre, deren Innenwiderstand bei $\overline{R}_i$ liegt. Der Schalter S_1 dient dazu, den Zustand des leitenden bzw. nichtleitenden



Röhrensystems für die bereits festliegenden Schaltungsparameter R_a, R_k, J_a herbeizuführen. P_0 ist mit 250 kΩ bis 500 kΩ hinreichend hochohmig zu wählen. Bei geschlossenem Schalter S_1 wird nacheinander mit U_b das geforderte J_a eingestellt, U_k gemessen, der Schleifer von P_0 auf einen mittleren Wert eingestellt und mit $-U_v$

$$U_A = (U_k - |U_{c0}| - e)$$

eingepegelt. Dabei ist e ein noch anzunehmender Sicherheitszuschlag, der neben Toleranzen von U_{c0} berücksichtigt, daß ΔU_A kleiner wird, falls U_A mit R_i ansteigt. Wie schon erwähnt wurde, ist im Interesse günstiger dynamischer Eigenschaften der F-Stufe e nicht unnötig groß zu halten. Nunmehr wird wechselweise bei geöffnetem S_1 mit P_0

$$U_a = U_k$$

und bei geschlossenem S_1 mit $-U_v$

$$U_A = (U_k - |U_{c0}| - e)$$

eingeregelt. Auf diese Weise gewinnt man nach einigen Versuchen die gesuchte Einstellung von P_0, die mit einer RLC-Brücke ausgemessen werden kann. Die beiden Potentiometerteilwiderstände p und q liefern direkt das Spannungsverhältnis

$$r = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{q}{p + q} \qquad (4)$$

für einen zunächst hochohmigen Spannungsteiler $R_1 + R_2$.

Bei kurzen Umschaltzeiten der F-Stufe muß jedoch auf diese Voraussetzung verzichtet werden. Hierbei muß man den Querwiderstand ($R_1 + R_2$) des Spannungsteilers — wie schon erwähnt — möglichst niederohmig halten. Eine untere Grenze ist durch die wachsende Belastung der Widerstände und damit durch deren rasch größer werdende Baugröße gegeben. Ist N_R die maximal zulässige Belastbarkeit pro Widerstand, so gilt für $r \geqq 0{,}5$:

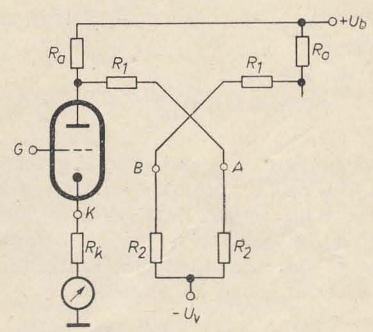
$$R_2 \geqq \frac{(U_b + |U_v|)^2}{N_R} \cdot r^2 \qquad (5)$$

und für $r \leqq 0{,}5$:

$$R_2 \geqq \frac{(U_b + |U_v|)^2}{N_R} \cdot r\,(1 - r). \qquad (6)$$

Bild 4: Bestimmung von R_1 und R_2 als Funktion von r

Bild 5: Erweiterte Versuchsschaltung zur Bestimmung der Betriebsspannungen



Mit einer der beiden vorstehenden Gleichungen ist entsprechend der Größe des bereits bestimmten r der kleinste zugelassene Wert für R_2 zu berechnen. Aus Bild 4 kann dann das nächstgelegene Widerstandspaar mit Normwerten für R_1 und R_2 ausgewählt werden.
Nun ist aber r in recht verwickelter Weise vom Querstrom J_s des Spannungsteilers abhängig. Um diesen Einfluß zu berücksichtigen, werden die zuletzt bestimmten Widerstände R_1 und R_2 — wie im Bild 3 gestrichelt eingezeichnet — parallel zu P_0 geschaltet und P_0 erneut nach vorstehendem Schema abgeglichen. Sollte dabei die Einstellung von P_0 — wie es in den meisten Fällen zu erwarten ist — sich nicht wesentlich ändern, stellen R_1 und R_2 bereits die gesuchten Widerstände dar. Andernfalls werden für die korrigierte Einstellung von P_0 die endgültigen Werte für R_1 und R_2 bestimmt.

U_b und U_v

Die Versuchsschaltung nach Bild 3 ist zur Festlegung von U_v nach Bild 5 zu erweitern. Da für R_1 und R_2 im allgemeinen

nur bestimmte Festwerte zur Verfügung stehen, kann Gleichung (4) also nicht immer exakt eingehalten werden. Dies wird umgangen, indem Punkt G mit K verbunden und mit U_v Potentialgleichheit der Punkte B und K eingestellt wird. Parallel zur U_v-Einstellung wird mit U_b der vorgesehene Anodenstrom J_a kontrolliert und danach U_b gemessen.

Statische Stabilität

Zur Kontrolle des bis jetzt nur angenommenen Sicherheitszuschlages für ΔU_a wird — ebenfalls nach Bild 5 — Punkt K und G verbunden und der Innenwiderstand der Röhre durch Unterheizen bis auf den Wert $R_i = R_{i\,max}$ erhöht (Vorsicht beim Unterheizen der Katode, Anodenspannung nicht länger als unbedingt notwendig einschalten!). Ist dies

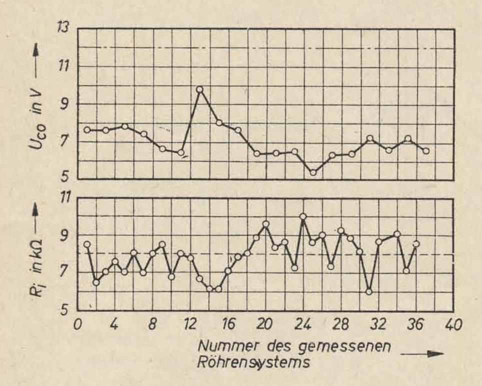


Bild 6: Kontrollmessungen an 20 Röhren vom Typ ECC 91

------ $\overline{R}_i = 8$ kΩ

-·-·-· gewähltes $U_{co} = 12$ V

geschehen, wird Punkt G von K getrennt und dafür mit B verbunden. Damit steigt J_a wieder an. Dieser Betriebszustand der Röhre ist infolge nachlassender Katodenemission der ungünstigste auftretende Fall. Hierfür ist zu kontrollieren:

a) Größe des Anodenimpulses $\Delta U_{a\,min} = J_a \cdot R_a$.

   Ist dieser zu klein, muß J_a bzw. R_a vergrößert werden.

b) Erfüllung der Beziehung $(U_K - U_A - e) \gtrsim U_{c0}$.

   Andernfalls ist e zu korrigieren und der ganze Abgleichvorgang zu wiederholen.

Mit den erfüllten Bedingungen a) und b) ist in statischer Hinsicht die Dimensionierung der F-Stufe abgeschlossen.

C_1, C_k und R_D

Die Größen von C_1 und C_k werden an der fertigen Schaltung mit einem Oszillografen eingestellt. Der Dämpfungswiderstand R_D fällt in die Größenordnung von etwa 100 Ω und dient zur Unterdrückung von evtl. HF-Schwingungen. Er ist nach

$$R_D \gtrsim L_r \cdot \frac{S - \frac{1}{R_a} \cdot \frac{C_2}{C_a}}{C_2 + C_a} \qquad (7)$$

zu bestimmen [2].

Dabei bedeutet:

S Steilheit der Röhre für $U_{g1} = 0$, $L_{r,\,eff}$. Induktivität in der Schleife $C_{ga/Rö1} - C_1 - C_{ga/Rö2} - C_1 - C_{ga/Rö1}$ und C_a die Anodenkapazität.

Durchrechnung eines praktischen Beispiels

Als Röhre soll aus bestimmten Gründen die ECC 91 verwendet werden. An besonderen Forderungen werden an die F-Stufe gestellt:

kleines t_A und t_E,
hohe statische Stabilität,
$\Delta U_a \gtrsim 50$ V.

In Übereinstimmung mit den Röhrendaten der ECC 91 wird $J_a = 10$ mA gewählt. Daraus ergibt sich:

$$R_a = \frac{U_a \cdot 1{,}1}{J_a} = \frac{55\ \text{V}}{10\ \text{mA}} = 5{,}5\ \text{k}\Omega,$$

gewählt $R_a = 6$ kΩ.

Es ist zweckmäßig, für R_k eine 1-W-Type zu benutzen und die maximale Belastung von R_k mit $N_{Rk} = 0{,}5$ W festzulegen. Mit diesen Werten erhält man:

$$R_k = \frac{N_{Rk}}{J_a^2} = \frac{0{,}5\ \text{W}}{(10\ \text{mA})^2} = 5\ \text{k}\Omega.$$

Zur Festlegung von D_c, $\overline{R}_i$ und $R_{i\,max}$ wurden an 18 Röhren Kontrollmessungen durchgeführt. Die erhaltenen Resultate zeigt Bild 6.

$D_c = 0{,}08$
$\overline{R}_i = 8$ kΩ
$R_{i\,max} = 16$ Ω.

Damit ist:

$U_{c0} = D_c(U_a - U_k) \approx D_c \cdot J_a(\overline{R}_i + R_a) = 0{,}08 \cdot 10\ \text{mA} \cdot 14\ \text{k}\Omega = 11{,}2$ V.

Es wird e mit 10 V angenommen und P_0 nach Bild 3 wie folgt abgeglichen:

p = 170 kΩ mit $U_v = 32$ V

und

q = 108 kΩ bei $U_b = 200$ V.

Hieraus errechnet sich:

$$r = \frac{q}{p+q} = \frac{108}{278} = 0{,}388$$

und

$$R_2 \geqq \frac{(U_b + U_v)^2}{N_R} \cdot r\,(1-r)$$

$$= \frac{(232\ \text{V})^2}{0{,}75\ \text{W}} \cdot 0{,}388 \cdot 0{,}612 = 17{,}2\ \text{k}\Omega.$$

Nach Bild 4 wird

R_1 mit 30 kΩ und R_2 mit 20 kΩ

gewählt.

Nach Parallelschaltung von R_1 und R_2 zu P_0 wird P_0 erneut abgeglichen:

p = 172 kΩ mit $U_v = -34$ V

und

q = 106 kΩ bei $U_b = 220$ V.

Wie zu ersehen ist, änderte sich r nur unwesentlich. Für R_2 ergibt sich als neuer Mindestwert $R_2 = 20{,}04$ kΩ. Die gewählten Werte von R_1 und R_2 können also unverändert bleiben. Die Ergänzung zur Schaltung nach Bild 5 liefert für U_v und U_b als endgültige Werte

$$U_v = -35\ \text{V} \quad \text{und} \quad U_b = 220\ \text{V}.$$

Anschließend ist durch Unterheizen der Innenwiderstand der Röhre künstlich zu erhöhen. Für ein R_i von 16,4 kΩ ergibt sich ein zugehöriges J_a von 9,25 mA und damit

$$U_{a\,min} = R_a \cdot J_a = 56\ \text{V}$$

in guter Übereinstimmung mit dem hierfür anfangs angenommenen Wert. Nach den vorher dargelegten Gesichtspunkten wurden für $C_1 = 50$ pF und $C_k = 1$ nF gewählt. Schließlich ist nach Gleichung (7) mit

$$L_r = 1\ \mu\text{H},\ C_a = C_2 = 50\ \text{pF}$$

der Dämpfungswiderstand R_D in der Gitterleitung 51,3 Ω. Es werden 150 Ω gewählt.

Nach der Wahl von R_D kann die gestellte Dimensionierungsaufgabe als gelöst betrachtet werden. Die endgültigen Werte sind im Bild 1 eingetragen.

Literatur

[1] W. H. Eccles und F. W. Jordan: Radio Review, Dublin, 1 (1919) S. 143···146

[2] R. Piloty jr.: A. E. Ü., 7 (1953) S. 537···545

[3] J. Millman und H. Taub: Pulse and Digital Circuits, Mc Graw-Hill Book Company 1956

[4] D. K. Ritchie: Proc. IRE, 41 (1953) S. 1614 bis 1617

[5] R. Pressmann: Electronics, 26 (1953) S. 164 bis 168

[6] Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Bd. IV (1957) S. 604

[7] M. Rubinhoff: Elektr. Eng., 71 (1952) S. 906···910

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von HANS SUTANER

Aufgabe 24: Für einen zweistufigen NF-Verstärker mit RC-Kopplung zwischen der ersten und zweiten Stufe werden folgende Verstärkungen angegeben:

1. Stufe	40 dB
2. Stufe	31 dB
Gesamtverstärkung	71 dB

a) Wievielfach verstärken die 1. Stufe, die 2. Stufe und der gesamte Verstärker?

b) Die Rauschspannung der Eingangsröhre besitzt einen absoluten Spannungspegel von 16 μV bei den berechneten Werten der Schaltelemente. Drücke diesen Wert in dB aus!

c) Welche absolute Spannung entspricht einer Dämpfung von −67,5 dB?

Fernsehempfänger mit Synchrodetektor im Tonteil

Während im allgemeinen der Tonteil im Fernsehempfänger weitgehend standardisiert ist, verwendet Körting, vom üblichen abweichend, im neuen TV-Gerät „Videovox“ 5930—5977 A den bereits aus der Rundfunkempfängerproduktion dieser Firma bekannten Synchrooszillator [s. a. radio und fernsehen Nr. 1 (1959) S. 19 „Nochmals: Der Synchrodetektor“].

Das Blockschema des Empfängers mit Bild-, Ton- und Kippteilen zeigt Bild 1, die vollständige Schaltung des Tonteils Bild 2. Die 5,5-MHz-Ton-DF wird an der Anode der PCL 81 ($Rö_6$) über den 5,5-MHz-Auskoppelkreis BVF 755 (s. a. Bild 3) ausgekoppelt und am Anschlußpunkt e (Bild 2) über einen 20-pF-Koppelkondensator dem Gitter des Heptodensystems der ECH 81 ($Rö_{16}$) zugeführt. Um für die Spule BVF 755 bei 5,5 MHz einen kalten Anschlußpunkt zu erhalten und Reste der 5,5-MHz-Frequenz von der Bildröhre fernzuhalten, ist der ebenfalls auf 5,5 MHz abgestimmte Saugkreis BVF 641 nach Masse in Reihe geschaltet. Das Heptodensystem der ECH81 mal die Gitter-Anodenkapazität der Triode mit der Kapazität von der Anode der Triode zu der der Heptode neutralisiert wird und andererseits die Gitter-Eingangsimpedanz so niedrig bleibt, daß die Neutralisation weitgehend unkritisch wird. Die Neutralisation der Kapazität vom Triodengitter zum Heptodengitter wird erreicht, indem die Anodenwechselspannung der Heptode kapazitiv durch die Kondensatoren C_{511} (800 pF) und C_{512} (5 pF) geteilt und dem Schirmgitter dieser Heptode zugeführt wird. Hier bewirkt also die Schirmgitter-Gitterkapazi-

($Rö_{16}$) arbeitet als Ton-ZF-Verstärker. Die vorverstärkte ZF-Spannung gelangt über einen Leitkreis BVF 756 zum Gitter der Triode von $Rö_{16}$ [EC(H) 81]. Dieses Triodensystem dient als Vorbegrenzer und hat die Aufgabe, die ZF-Spannung auf dem für den Synchrooszillator erforderlichen Wert zu halten. Um eine Übertragung des Signals durch die Gitter-Anodenkapazität des Röhrensystems zu verhindern (Gefahr des Übersprechens), ist die Triode neutralisiert. Dabei sind die beiden Kondensatoren des Leitkreises so gewählt, daß einmal

tät die Neutralisation. Die Neutralisation der Röhrenkapazität von der Triodenanode zum Heptodengitter wird in üblicher Weise durch den 10-pF-Kondensator C_{516} vorgenommen. Alle drei Neutralisationen sind sehr unkritisch.

Der Anodenkreis der als Vorbegrenzer arbeitenden Triode von $Rö_{16}$ enthält als Kreiskapazität die Reihenschaltung der beiden Kondensatoren C_{521} (300 pF) und C_{522} (300 pF). Dadurch ergibt sich der niederohmige Tastpunkt M_6, um den Abgleich mit einem Röhrenvoltmeter zu ermöglichen. Von der Anode des Vorbegrenzers wird die Spannung dem Synchrooszillator (BVF 781) und von diesem dem Triodengitter der zweiten ECH 81 ($Rö_{17}$) zugeführt. Der Synchrooszillator schwingt in Meißner-Schaltung auf einem Fünftel der Ton-DF von 5,5 MHz (5. Subharmonische = 1,1 MHz). Der eigentliche Oszillatorkreis liegt im Anodenkreis des Triodensystems von $Rö_{17}$. Um das 5,5-MHz-Signal ungeschwächt zuführen zu können, ist die Gitterwicklung des Synchrofilters durch den 20-pF-Kondensator C_{524} überbrückt. Dieser Kreis ist durch besondere Schaltmaßnahmen so ausgebildet, daß die Frequenzteilung im Verhältnis 1: 5 unterstützt wird. Durch den mit konstanter Amplitude schwingenden Oszillator, bei dem nur die Frequenz durch das 5,5-MHz-Signal mitgezogen wird, erfolgt die vollständige Unterdrückung einer etwa vorhandenen Amplitudenmodulation.

Die Demodulation der Ton-ZF erfolgt im nachgeschalteten Diskriminator, der im wesentlichen aus den Schaltelementen C_{528} (2 pF), C_{531} (3 pF), dem Parallelkreis

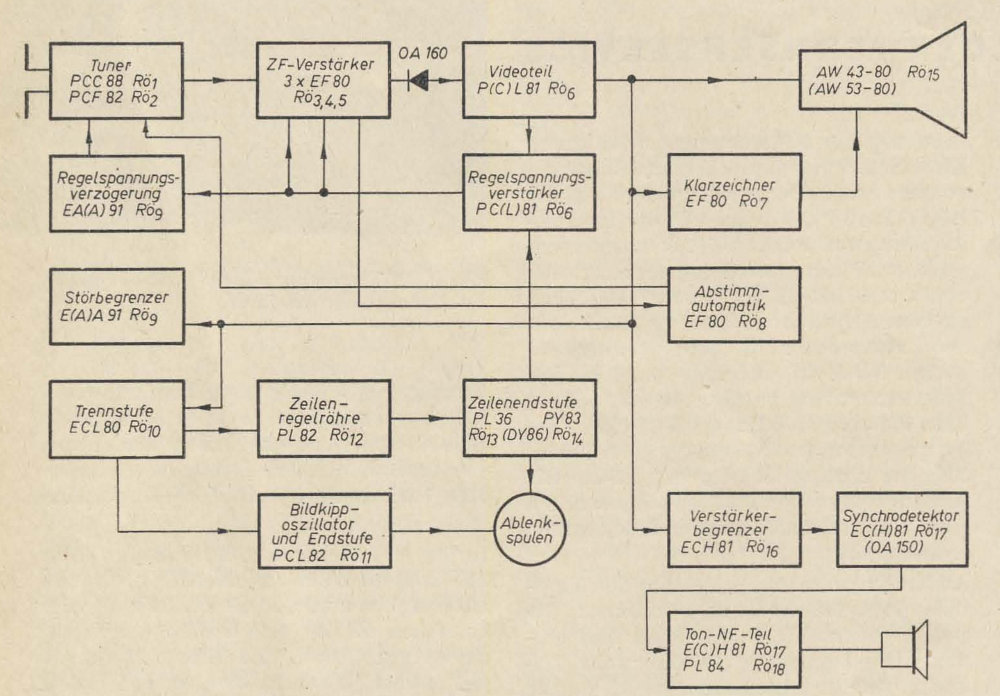


Bild 1: Blockschema des Körting-TV-Empfängers „Videovox“

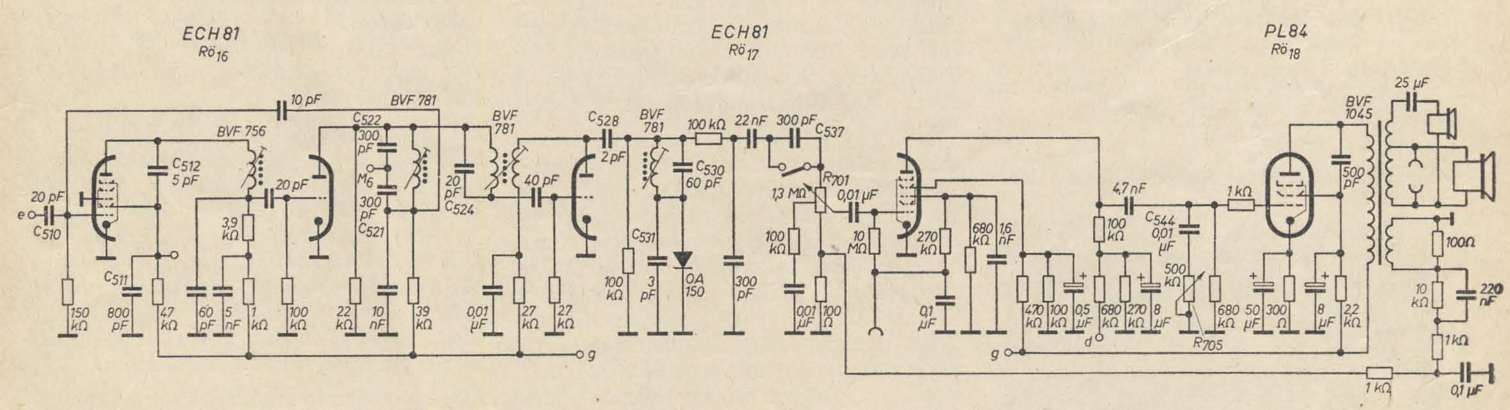


Bild 2: Schaltung des Tonteils des „Videovox‘

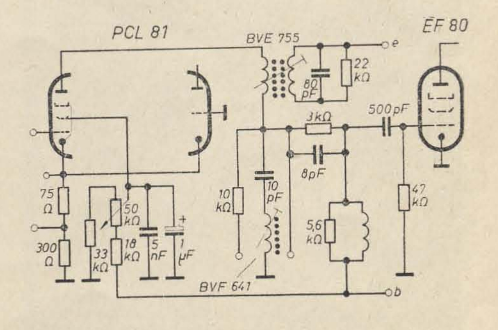


Bild 3: Videoteil mit Regelspannungsverstärker und Klarzeichner

mit dem 60-pF-Kondensator C_{530} und der Germaniumdiode OA 150 besteht. Dabei wird die nebeneinanderliegende Serienresonanz der Kondensatoren C_{528} und C_{531} mit der Filterspule sowie die Parallelresonanz ausgenützt. Das demodulierte Signal wird darauf der NF-Stufe zugeführt, die aus den Röhren 17 (ECH 81) und 18 (PL 84) besteht. Parallel zu C_{537} liegt ein Sprache-Musik-Schalter, der diesen Kondensator in der Stellung „Sprache" kurzschließt. Das Heptodensystem der ECH 81 ($Rö_{17}$) dient als NF-Vorröhre, die PL 84 ($Rö_{18}$) als Leistungsröhre. Eine kontinuierlich arbeitende Tonblende mit dem Kondensator C_{544} (0,01 μF) und dem Potentiometer R_{705} (0,5 MΩ in der Endstellung) liegt in der Gitterleitung von $Rö_{18}$. Zwischen dem Ausgangsübertrager BVF 1045 und dem Fußpunkt des Lautstärkereglers R_{701} (1,3 MΩ in der Endstellung) in der Gitterleitung der NF-Vorröhre ist eine frequenzabhängige Gegenkopplung eingefügt.

HINWEISE FÜR DEN FERNSEHSERVICE

Änderungen im „Sarja"

Gegenüber unserer Veröffentlichung im Heft 10 (1959) wird der TV-Empfänger „Sarja" mit einigen Änderungen im Netzteil ausgeliefert (Bild 1).
Gegenüber dem ursprünglichen Gerät wird ein echter Netztrafo verwendet. Dieser ermöglicht es, die Gehäuseschutzschaltung, bestehend aus der Parallelschaltung von 3,9 MΩ und 10 nF, entfallen zu lassen. Für 220 V Netzspannung beträgt die Sicherung 2 A und für 127 V 4 A. Die Umschaltung der Netzspannung wird durch Einsetzen der entsprechenden Sicherung vorgenommen. Der Anodenwiderstand der $Rö_5$ (6 P 15 P), der sich aus der Parallelschaltung von 2 × 6,2 kΩ (2 W) zusammensetzt, wird durch eine Parallelschaltung von 3 × 10 kΩ (2 W) ersetzt. Entgegen unseren Angaben im Heft 10 (1959) hat der Lautsprecher mit der Typenbezeichnung 1 GD-9 eine Leistung von 1 W. Der Frequenzumfang beträgt 100 . . . 7 000 Hz bzw. 150 . . . 10 000 Hz, der Klirrfaktor bei Frequenzen unter 200 Hz 12 %, über 200 Hz 5 %, der mittlere Schalldruck 2,5 μb. Die Angaben über den Lautsprecher wurden einer Leserzuschrift aus der Sowjetunion entnommen.

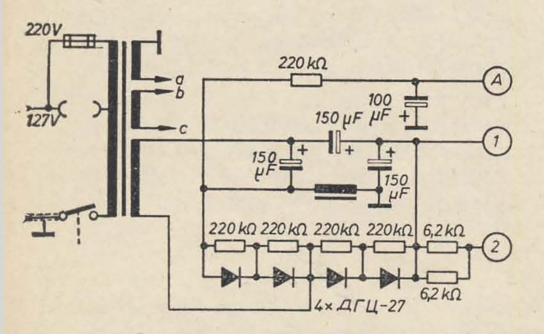
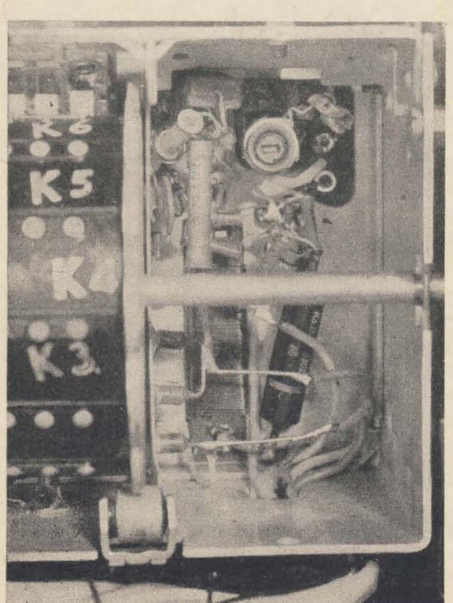


Bild 1: Schaltbildausschnitt vom geänderten Netzteil des TV-Empfängers „Sarja"

Bild 2: Blick in den abgeänderten Kanalwähler „Weißensee".



Außerdem wäre zur Schaltung der Kippteile noch folgendes zu bemerken: Die zwei Trioden des Impulssiebes sind galvanisch gekoppelt, wobei die zweite Triode in Gitterbasisschaltung arbeitet. Die Gittervorspannung wird durch den Anlaufstrom am Gitterwiderstand (1,5 MΩ) erzeugt und durch den Ladekondensator von 50 nF (am Gitter) festgehalten. Die Integrierung des Bildimpulses geschieht durch den Widerstand 100 kΩ und den Kondensator 470 pF.

Um den Empfänger auch für unsere Empfangsverhältnisse in der DDR nutzbar zu machen, ist es erforderlich, den Normkanalwähler der Sowjetunion gegen einen hiesiger Fabrikation auszutauschen. Der mechanische Aufbau des sowjetischen Kanalwählers erlaubt es nicht, genügend Verstärkung bei den hohen Frequenzen zu erreichen. Eine mechanische Änderung wäre kostspieliger als der Einsatz eines neuen Kanalwählers. Um die Leistungsfähigkeit des Gerätes zu steigern, wurde der Kanalwähler des FS 01 gewählt. Dieser Wähler enthält bekanntlich eine weitere ZF-Stufe. Aus dem sowjetischen Kanalwähler wurde der letzte ZF-Kreis entfernt und in den Weißensee-Kanalwähler eingesetzt. Der Anodenwiderstand der Weißensee-Wähler-ZF-Stufe wurde auf 5 kΩ/0,5 W festgesetzt, der Heizkreis ist auf 6,3 V umzuschalten und als Röhrenbestückung die ECF 82 zu nehmen (Bild 2). Beim Einbau des Kanalwählers ist darauf zu achten, daß der vorhandene Cu-Blechstreifen zur Erdung am Wählergehäuse einwandfrei verlötet werden muß.

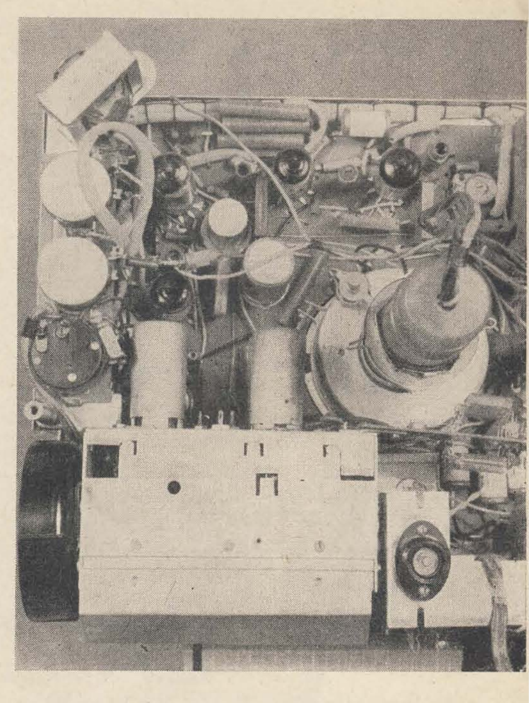


Bild 3: TV-Empfänger „Sarja" mit eingebautem Kanalwähler des FS 01

Den mechanischen Einbau kann man aus Bild 3 ersehen. Der Abgleich ist nur mit Wobbelsender durchführbar, da durch den zusätzlichen ZF-Kreis eine vollständige Verformung der Bild-ZF-Kurve eintritt.

In der Praxis ergibt sich, daß der erste ZF-Kreis im Wähler Weißensee auf Bandmitte stehen muß und die im „Sarja" vorhandenen Kreise sich rechts und links davon gruppieren. Die Kurve läßt sich mit einem Wobbelgenerator auf jeden Fall ohne Bedämpfung abgleichen. Als Meßpunkt dient zweckmäßigerweise der Gitteranschluß der Röhre 6 P 15 P [$Rö_5$ — Heft 10 (1959)]. Die Tontreppe läßt sich mit den beiden vorhandenen Fallen einstellen.

Im Ankoppelkreis des DF-Verstärkers müssen zum 24-pF-Kondensator 10 pF, zum 120-pF-Kondensator im Anodenkreis von $Rö_{61}$ 40 pF, zum C = 120 pF im Gitterkreis von $Rö_{71}$ 40 pF und im Diskriminator zum Primär- und Sekundärkreis jeweils 10 pF zugeschaltet werden, die von der Rückseite des Chassis bequem einzulöten sind. Abgleichung mit normalem Meß- oder Wobbelsender.

Die Einspeisung des Meßsenders für den DF-Abgleich erfolgt am Gitteranschluß von $Rö_5$ (6 P 15 P). Da das Gerät keine Rücklaufaustastung hat, wurde untersucht, an welcher Stelle der Schaltung sich diese einbauen läßt. Es blieb nur die Möglichkeit, den Rücklaufimpuls von Anode $Rö_{81}$ auszukoppeln und dem Gitter der Bildröhre über 5 nF zuzuführen. Dazu muß das Gitter über einen Widerstand von 200 kΩ angeschlossen werden. Dieser Anschluß war notwendig, weil die Sekundärseite des Bildkippausgangsübertragers an der Ablenkeinheit symmetriert wird. Dadurch ist die Impulsspannung zum Austasten des Rücklaufes zu niedrig.

Le-

Ing. MANFRED PULVERS

Ein fünfwertiges Antimonatom (Sb) z. B. setzt sich auf den Platz eines Germaniumatoms (Bild 8). Vier von den fünf Valenzelektronen werden mit den benachbarten Germaniumatomen gepaart. Das fünfte Valenzelektron ist praktisch überflüssig und kann, da es nicht im Gitter gebunden ist, relativ leicht mit einer Energie von nur etwa 0,01 eV vom Atom getrennt werden und als freies Elektron zur Leitfähigkeit beitragen.
Da eine große Anzahl von Fremdatomen in das Gitter eingebaut werden, entsteht eine ebenso große Anzahl von freien Elektronen. Es werden lediglich Elektronen freigegeben, ohne das gleichzeitig, wie bei der Eigenleitung, bewegliche Löcher entstehen. Neben dieser sogenannten „Störstellenleitfähigkeit“ läuft nach wie vor der Prozeß der Paarerzeugung infolgethermischerAnregung.Es kanndurchaus vorkommen, daß ein durch die Paarerzeugung entstandenes Loch ein (Stör-

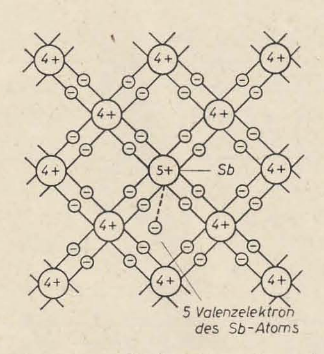


Bild 8: Einbau von fünfwertigen Fremdatomen in das Germaniumgitter

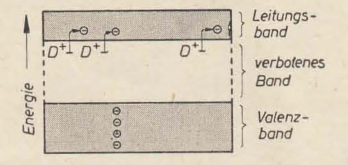


Bild 9: Bändermodell mit ionisierten Donatoren

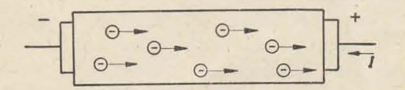


Bild 10: Veranschaulichung des Stromlaufs beim n-Germanium

stellen)-Elektron aufnimmt und rekombiniert. Dieser Vorgang ändert jedoch nichts an der im Gitter vorhandenen Elektronenzahl.
Nach dem Bändermodell (Bild 9) erscheinen die Störstellen (Donatoren) in einem kleinen Abstand unter dem Leitungsband des Germaniums. Der Abstand ist ein Maß für die Ionisationsenergie der Donatoren.

Die Donatoren geben ein Elektron an das Leitungsband ab. Zurück bleibt ein positiver Donatorenrest.
Fünfwertige Fremdatome, welche freie Elektronen liefern, nennt man „Donatoren“. Ein mit Donatoren dotiertes Germanium nennt man „n-Germanium“, da die Leitfähigkeit durch Überschußelektronen bestimmt wird. Der Donatorenrest, der auf Grund seines fehlenden Valenzelektrons wie eine positive Ladung wirkt, ist fest im Kristallgitter eingebaut und trägt nicht zur Leitfähigkeit bei. Wird an dieses Germanium ein äußeres elektrisches Feld angelegt, so ergibt sich der im Bild 10 angedeutete Stromfluß. Da die normalerweise vorhandene Eigenleitung unter normalen Temperaturverhältnissen sehr viel kleiner ist als der hier beschriebene Störstellenmechanismus, kann man diese im Regelfall vernachlässigen.

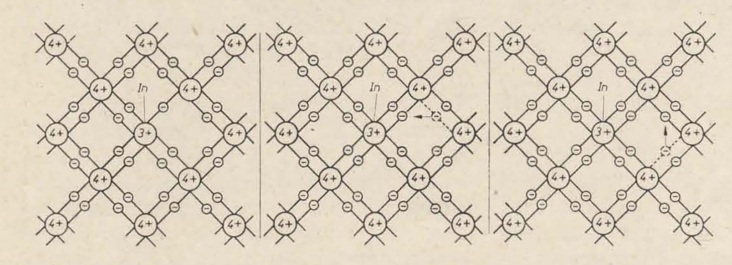


Bild 11: Einbau von dreiwertigen Fremdatomen in das Germaniumgitter

Bild 12: Bändermodell mit ionisierten Akzeptoren

Wird andererseits ein dreiwertiges Fremdatom z. B. Indium (In) im Germaniumkristall eingebaut, so bringt dieses nur drei Valenzelektronen mit. Mit diesen drei Valenzelektronen kann es nur drei Paarbindungen mit den benachbarten Ge-Atomen eingehen. Es fehlt ein Elektron, um den Gitterverband zu vervollständigen.
Wie Bild 11 zeigt, entsteht an der Stelle des dreiwertigen Fremdatoms eine Störung im Gitteraufbau. Das hier fehlende Elektron kann leicht von einem Nachbaratom geliefert werden, jedoch entsteht dann an dieser Stelle ein (positives) Loch. Im Gesamtgitter wird also stets ein Elektron zu wenig vorhanden sein, d. h. es bleibt stets ein Loch übrig. Natürlich sind auch hier wieder wie im vorhergehenden Fall die Fremdatome in großer Anzahl vorhanden. Nach Bild 12 erscheinen die Akzeptoren im geringen Abstand über dem Valenzband. Bei thermischer Anregung wird ein Valenzelektron des Germaniums in das sogenannte Störstellenniveau gehoben. Der geringe Abstand dieses Störstellenniveaus zum oberen Rand des Valenzbandes ist ebenfalls ein Maß für die Ionisationsenergie der Akzeptoren.
Dreiwertige Fremdatome, die im Gitterverband positive Löcher, sogenannte Defektelektronen erzeugen, nennt man „Akzeptoren“. Ein mit Akzeptoren dotiertes Germanium nennt man „p-Germanium“, da die Leitfähigkeit durch Defektelektronen bestimmt wird. Analog zum vorhergehenden Fall wird beim Anlegen eines elektrischen Feldes im p-Germanium der Strom vorwiegend durch Defektelektronen gebildet (Bild 13).

Zusammenfassung

Dotiert man Germanium mit fünfwertigen Fremdatomen (Donatoren), so wird die Stromleitung im Halbleiter durch Überschußelektronen bestimmt. Der Halbleiter wird zum n-Typ.
Dotiert man Germanium mit dreiwertigen Fremdatomen (Akzeptoren), so wird die Stromleitung im Halbleiter durch Defektelektronen bestimmt. Der Halbleiter wird zum p-Typ.

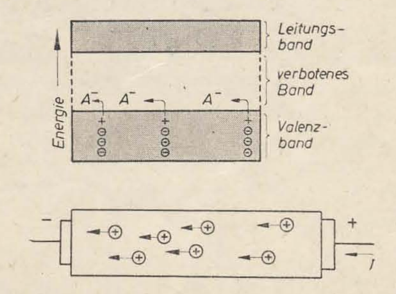


Bild 13: Veranschaulichung des Stromlaufs beim p-Germanium

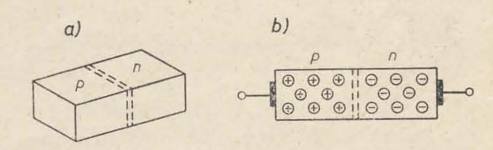


Bild 14: Germaniumkristall mit p- und n-leitender Zone, a) räumliche Darstellung, b) schematische Darstellung

Der p-n-Übergang

Ist ein Germaniumkristall bis zu einer bestimmten Grenzfläche auf der linken Seite mit dreiwertigen Fremdatomen und auf der rechten Seite mit fünfwertigen Fremdatomen dotiert, so spricht man von einem p-n-Übergang. Dabei bildet sich an der Übergangszone eine Schicht aus, die

Gleichrichtereigenschaften besitzt. Bild 14 zeigt die räumliche und schematische Darstellung eines solchen Halbleiters.

Bei der Herstellung eines derartigen p-n-Überganges bedient man sich der sogenannten Legierungs- und Diffusionsverfahren. Auf der linken Seite des Germaniumkristalls baut man z. B. Indium ein, wobei ionisierte Akzeptor-Störstellen und Defektelektronen (p-Germanium) entstehen.

Auf der rechten Seite hingegen werden im Germaniumkristall z. B. Antimonatome eingebaut, wobei ionisierte Donator-Störstellen und Überschußelektronen (n-Germanium) entstehen.

Da im p-Germanium die Defektelektronen und im n-Germanium die Überschußelektronen in der Mehrzahl vorhanden sind — man denke dabei an die ständige Paarerzeugung und Rekombination — nennt man diese Majoritätsträger. Da neben den Defektelektronen im p-Germanium außerdem noch die unbeweglichen ionisierten Akzeptoren — im n-Germanium analog neben den Überschußelektronen die ionisierten Donatoren — vorhanden sind, erscheinen zunächst die beiden Schichten nach außen elektrisch neutral.

Die positiven und negativen Ladungen heben sich auf.

Um nun eine Größenvorstellung über die Ladungsträgerkonzentration in einem derartigen p-n-Halbleiter zu erhalten, nehmen wir an, die n- und die p-Zone sei so stark dotiert, daß eine Störstellenkonzentration von $10^{16} \cdot cm^{-3}$ hervorgerufen wird.

Je cm^3 sind demnach im p-Gebiet 10^{16} Defektelektronen und im n-Gebiet 10^{16} Überschußelektronen als Majoritätsträger vorhanden. Die ständig vorhandene Trägerpaarerzeugung infolge Temperaturanregung sorgt dafür, daß neben den Majoritätsträgern, deren Anzahl durch diesen Vorgang nur unwesentlich beeinflußt wird, freie Elektronen im p-Gebiet und

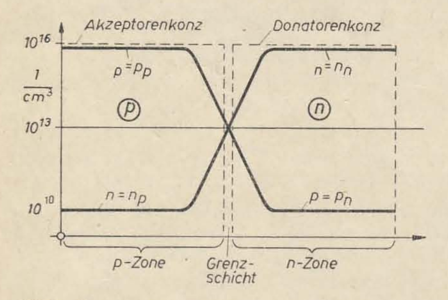


Bild 15: Störstellen-Konzentrationsverteilung in einem p-n-Halbleiter

Löcher im n-Gebiet als Minoritätsträger in Erscheinung treten. Die Konzentration in beiden Schichten ist durch das Massenwirkungsgesetz festgelegt. Dieses besagt: Das Produkt der Anzahl der freien positiven und negativen Ladungsträger ist gleich dem Quadrat der Instrinsiczahl n_i

$$n_i^2 = n \cdot p.$$

Da n_i bei Zimmertemperatur einen Wert von etwa $2{,}5 \cdot 10^{13}/cm^3$ annimmt, ergibt sich die Konzentration der Minoritätsträger von etwa $10^{10}/cm^3$. Danach ergibt sich die im Bild 15 dargestellte Konzentrationsverteilung. Im p-Gebiet ist ein

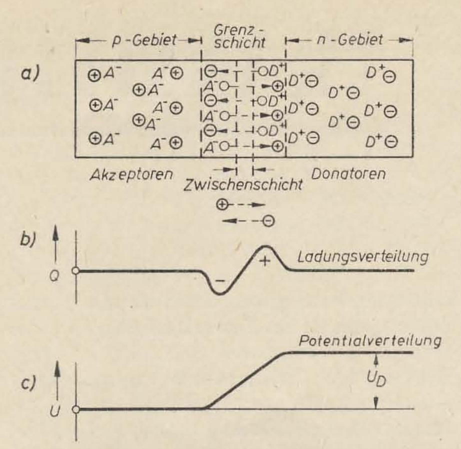


Bild 16: Verteilung der Ladungsträger und Potentiale in einem p-n-Übergang, a) Ladungsträgerverteilung, b) Ladungsverteilung, c) Potentialverteilung

großer Überschuß von positiven Ladungsträgern p_p (Defektelektronen) zu erkennen, der in der Nähe der Grenzschicht langsam abnimmt. Im n-Gebiet, in dem die Überschußelektronen n_n in der Mehrzahl sind, gilt analog das gleiche. Der allmähliche Konzentrationsabfall in der Grenzschicht hat eine Ladungsverschiebung zur Folge. Wir wollen uns diesen Vorgang unter stark vereinfachten Verhältnissen aus Bild 16 klarmachen. Im p-Gebiet sind neben den Defektelektronen die unbeweglichen ionisierten Akzeptoren A^-, im n-Gebiet die Überschußelektronen und die unbeweglichen ionisierten Donatoren D^+ eingezeichnet.

Infolge der Wärmebewegung wird in der Grenzschicht das Ladungsgleichgewicht dadurch gestört, daß Defektelektronen aus dem p-Gebiet in das n-Gebiet diffundieren und andererseits Überschußelektronen aus dem n-Gebiet in das p-Gebiet eindringen. In der p-Schicht ist also ein Überschuß von negativen Ladungen, der sich aus den eingewanderten Überschußelektronen, und in der n-Schicht ein Überschuß von positiven Ladungen, der sich aus den eingewanderten Defektelektronen ergibt, vorhanden. Durch diese Ladungsverschiebung entsteht in der Grenzschicht ein Potentialgefälle (Diffusionsspannung U_D) und somit ein inneres elektrisches Feld. Dieses wirkt durch seine Richtung dem Vorgang der Wärmediffusion entgegen, denn nachfolgende positive Ladungsträger, die vom p- zum n-Gebiet überwechseln, müssen gegen eine starke positive Spannung anlaufen. Desgleichen müssen nachfolgende Elektronen, die vom n-Gebiet in das p-Gebiet überwechseln, eine starke negative Spannung anlaufen. Dabei stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein. Wie leicht einzusehen, ist dieses Potentialgefälle stark temperaturabhängig. Es werden um so mehr Ladungsträger in das Nachbargebiet eindringen können, je größer ihre Bewegungsenergie ist.

In der Grenzschicht wird sich auf Grund des inneren elektrischen Feldes eine an Trägern verarmte Zone einstellen, die wie ein Widerstand wirkt.

Diese Überlegungen setzen jedoch voraus, daß an den Anschlüssen des Halbleiters keine äußere Spannung liegt. Die Verhältnisse in der Grenzschicht werden naturgemäß verändert, wenn eine äußere Spannung wirksam wird. Je nach Polung der äußeren Spannungsquelle wird der p-n-Übergang stark unterschiedliches Verhalten zeigen.

Die Gleichrichterwirkung des p-n-Überganges

Nehmen wir an, der Pluspol der äußeren Spannung liegt am n-Germanium, der Minuspol am p-Germanium. Nach Bild 17 wird das Potential der n-Schicht gegenüber der p-Schicht um die angelegte Spannung angehoben. Die Spannungsdifferenz, die auf Grund der Leitfähigkeitsverhältnisse im wesentlichen in der Grenzschicht wirksam ist, baut in dieser ein zusätzliches elektrisches Feld auf. Die Feldverhältnisse in der Grenzschicht bewirken, daß die Defektelektronen in das p-Gebiet und die Elektronen in das n-Gebiet abwandern. Die Anzahl der Ladungsträger in der Grenzschicht wird stark vermindert, so daß eine breite trägerverarmte Zone entsteht. Hierdurch wird die Leitfähigkeit in dieser Grenzschicht so schlecht, daß praktisch keine Ladungsträger aus dem einen Gebiet in das andere wandern können. Die Grenzschicht ist zu einer Sperrschicht geworden. In dieser Sperrschicht sind zwar die ionisierten Akzeptoren A^- und Donatoren D^+ vorhanden, diese können jedoch auf Grund ihrer Unbeweglichkeit am Stromtransport nicht teilnehmen.

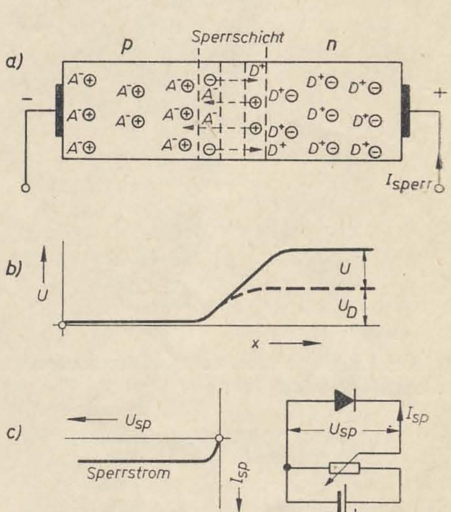


Bild 17: p-n-Übergang bei Sperrbelastung, a) Ladungsträgerverteilung, b) Potentialverteilung, c) I-U-Kennlinie und Meßschaltung des Gleichrichters

Man kann sich etwa vorstellen, daß in der Sperrschicht ein unendlich großer Widerstand wirksam ist, der einen Stromfluß im Außenkreis unmöglich macht. Wenn wir es also hier mit einem in Sperrrichtung wirkenden Gleichrichter zu tun haben, so wissen wir aus eigener Praxis, daß in Wirklichkeit immer ein kleiner Strom in Sperrichtung nachweisbar ist. Dieser Sperrstrom ist auf die Eigenleitung zurückzuführen.

Im p-Gebiet sind neben den positiven Majoritätsträgern in kleiner Anzahl freie Elektronen als Minoritätsträger vorhanden. Für diese Minoritätsträger sind die elektrischen Verhältnisse im Sperrgebiet so, daß diese sehr leicht zum n-Gebiet überwechseln können. *Wird fortgesetzt*

WERNER TAEGER

Die UKW-Vorstufe im Transistorempfänger

Die UKW-Eingangsstufen der neuen Allbereich-Transistorempfänger sind als besondere Bausteine ausgebildet und mit zwei UKW-Transistoren OC 171 (Valvo) bzw. OC 615 (Telefunken) bestückt. Es ist ratsam, die Vorstufe in nicht neutralisierter Basisschaltung innerhalb des Bausteins von der selbstschwingenden Mischstufe etwas getrennt unterzubringen, um zu verhindern, daß Oszillatorleistung in die Vorstufe induziert wird. Den Eingangskreis wird man zweckmäßig als π-Kreis, fest auf die Mittenfrequenz des UKW-Bandes (etwa 94 MHz) abgestimmt, ausführen. Hier sind allerdings auch andere Ausführungsmöglichkeiten denkbar. Als Fußpunktwiderstand des Teleskopdipols ist allgemein 60 Ω erdsymmetrisch gewählt worden. Bild 1 zeigt eine übliche Anordnung der Schaltung mit den Werten der Bauelemente für eine Transistor-UKW-Vorstufe (Telefunken). Nimmt man bei den hier in Betracht kommenden Frequenzen den Eingangswiderstand des OC 615 mit $R_e \approx 50\ \Omega$ an, so erhält man für die Antennenaufschaukelung mit dem Antennenfußpunktwiderstand $R_A = 60\ \Omega$

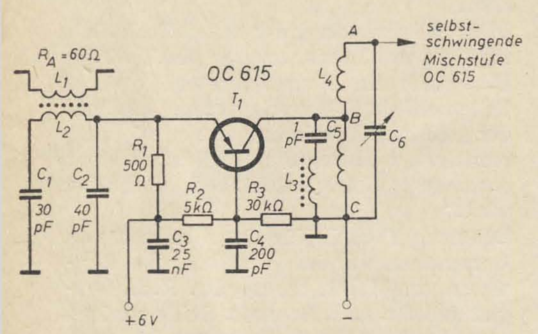


Bild 1: Transistorvorstufe für einen UKW-Empfänger

$$\ddot{u}_A = \sqrt{\frac{R_e}{R_A}} = \sqrt{\frac{50}{60}} \approx 0{,}91. \qquad (1)$$

Der Resonanzwiderstand R_p des Zwischenkreises L_4, C_6 zwischen den Punkten A—C, der durch die nachgeschaltete selbstschwingende Mischstufe belastet ist, wird mit $R_p = 5\ k\Omega$ angenommen. Die Gesamtwindungszahl A—C beträgt 5,5 Windungen (zweckmäßigerweise versilbertes Kupferband). Davon entfallen auf das Spulenstück A—B 3,5 Windungen und auf das Spulenstück B—C 2 Windungen. Damit ergibt sich für das Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}_2$ zwischen dem Zwischenkreishochpunkt A und dem Transistorenspeisepunkt B:

$$\ddot{u}_2 = \frac{5{,}5}{2} = 2{,}75. \qquad (2)$$

Damit ermittelt man den Kollektorarbeitswiderstand des OC 615:

$$R_p' = \frac{R_p}{\ddot{u}_2^2} \approx \frac{5000}{7{,}6} \approx 660\ \Omega. \qquad (3)$$

Die Steilheit S des OC 615 im Arbeitspunkt soll mit 17 mA/V eingesetzt werden. Weiter sei angenommen, daß R_p' sehr klein gegen den dynamischen Ausgangswiderstand des Transistors ist. Man ermittelt dann die Spannungsverstärkung der Vorstufe:

$$v_{ub} = \frac{\ddot{u}_A}{\ddot{u}_2} \cdot S \cdot R_p = \frac{0{,}91}{2{,}75} \cdot 17 \cdot 5 = 28$$

$$\triangleq 29\ dB. \qquad (4)$$

Die Leistungsverstärkung ergibt sich aus dem Quadrat der Spannungsverstärkung und dem Verhältnis von Eingangswiderstand (Antennenwiderstand R_A) zu Ausgangswiderstand (Resonanzwiderstand R_p)

$$v_N = (v_{ub})^2 \frac{R_A}{R_p} = 784 \cdot \frac{60}{5000} = 9{,}4$$

$$\triangleq 9{,}73\ dB. \qquad (5)$$

Mit einer Mischverstärkung von etwa 6 könnte der vollständige UKW-Baustein eine Gesamtspannungsverstärkung von

$$28 \cdot 6 = 168 \triangleq 44{,}5\ dB$$

erreichen.
Zwischen Kollektor und Masse ist ein Saugkreis L_3, C_5 für die Frequenz $\approx$ 200 MHz $\approx$ 2 (90 + 10,7) vorgesehen, der die Aufgabe hat, die zweite Oberwelle des Oszillators in Richtung Dipol abzuschwächen. Die Messung ergab an den 60-Ω-Antennenklemmen für die Grundwelle eine Oszillatorstörstrahlung von $U_{st} = 0{,}6\ mV$. Bei totaler Reflexion ist in d = 30 m Entfernung eine Störfeldstärke von

$$E = \frac{14 \cdot U_{st}}{d \cdot \sqrt{R_A}} = \frac{14 \cdot 0{,}6 \cdot 10^{-3}}{30 \cdot 7{,}75}$$

$$= 36 \cdot 10^{-6} \triangleq 36\ \mu V/m \qquad (6)$$

zu erwarten.

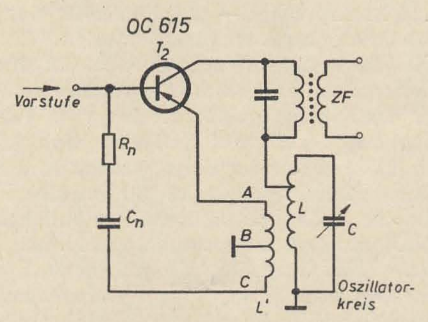


Bild 2: Prinzipschaltung einer selbstschwingenden Mischstufe

Bei einer zugelassenen Störfeldstärke von 150 µV/m für die Grundwelle wurde ein Sicherheitsfaktor von 150/36 = 4,2 erreicht.

Eine Prinzipschaltung der selbstschwingenden Mischstufe zeigt Bild 2; die praktische Ausführung des vollständigen UKW-Bausteins mit Vorstufe und selbstschwingender Mischstufe Bild 3. Man kann gemäß Bild 2 den Oszillatorkreis L, C mit dem ZF-Kreis in Reihe schalten und diesen an den Kollektor des Transistors legen. In diesem Fall ist es vorteilhaft, den ZF-Kreis an eine Anzapfung der Oszillatorkreisspule L anzukoppeln, damit die am Kollektor des Mischers auftretenden Kapazitäten, die aus der Ausgangskapazität des Transistors, der Koppelkapazität des ZF-Filters und den Schaltkapazitäten bestehen, nicht in voller Höhe am Hochpunkt des Oszillatorkreises erscheinen. Durch die großen Kapazitäten würde sich eine Einengung des Frequenzbereiches ergeben. Im Bild 3 ist eine etwas von der soeben beschriebenen Anordnung abweichende Art der Zusammenschaltung von Oszillator- und ZF-Kreis gewählt. In beiden Schaltungen (Bilder 2 und 3) erfolgt aber die Rückkopplung der Oszillatorspannung auf den Emitter des Mischtransistors über eine besondere Koppelspule (L' im Bild 2, L_4 im Bild 3). Die Spulen sind in jedem Fall so zu polen, daß Rückkopplungsspannung und Oszillatorspannung am Kollektor gleichsinnig sind (bei entgegengesetzter Polung schwingt der Oszillator nicht, der Transistor arbeitet als Schwingungserzeuger in Basisschaltung). Die aus der Rückkopplungsspule, der Spule für den Neutralisationszweig, den Neutralisationsgliedern R_n und C_n und der Basis-Emitterstrecke des Transistors gebildete Oszillatorbrücke ist im Bild 4 gesondert gezeichnet. Man erkennt, daß die Basis des Transistors bei abgeglichener Brücke für die Oszillatorfrequenz Massepotential er-

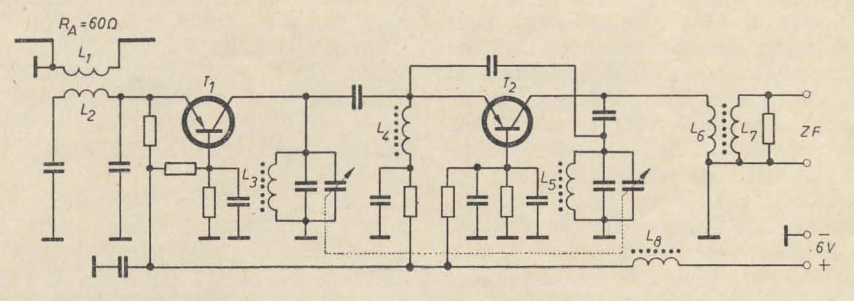


Bild 3: Praktische Ausführung des UKW-Bausteins

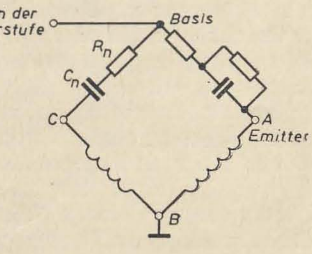


Bild 4: Oszillatorbrücke aus Bild 2

hält. Wenn der Vorstufentransistor in die automatische Spannungsregelung mit einbezogen werden soll, ist eine wirkungsvolle Entkopplung von Oszillator und Vorstufe besonders wichtig. Das wird durch die Oszillatorbrücke in hervorragender Weise erreicht. Bei der Regelung

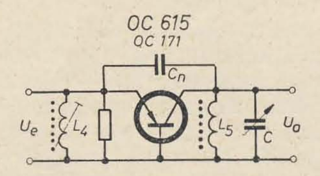


Bild 5: Transistoroszillator in Basisschaltung

des Vorstufentransistors ändern sich nämlich die an der Basis des Mischtransistors auftretenden Blindleitwerte, was zu einer Verwerfung der Oszillatorfrequenz führen muß. Dieser Einfluß wird am geringsten, wenn die Brücke so abgeglichen ist, daß an der Basis des Mischtransistors die geringstmögliche Spannung steht. In dem Brückenzweig C-Basis bilden die Glieder C_n und R_n die Basis-Emitterstrecke des Mischtransistors annähernd nach.

Da der Transistor T_2 als Oszillator in Basisschaltung arbeitet, sind Eingangs- und Ausgangsspannung in Phase, so daß im Rückkopplungskanal kein phasendrehendes Glied notwendig ist. Es muß allerdings bei der Dimensionierung der Rückkopplung beachtet werden, daß der Transistor im HF-Gebiet eine beträchtliche Steilheitsphase hat. Eine weitere Schaltmöglichkeit für den Oszillator ist daher auch mit der im Bild 5 dargestellten Schaltung gegeben. Die Neutralisierung erfolgt hier lediglich durch eine Kapazität C_n, deren Blindwiderstand groß gegen den Eingangswiderstand des benutzten Transistors ist. Zwischen Eingangsspannung und Eingangsstrom besteht daher fast 90°-Phasenverschiebung. Um Streuungen der Steilheitsphase bei den einzelnen Transistorexemplaren auszugleichen, ist die Induktivität L_4 veränderlich zu machen.

Durchbruch in der Molekularelektronik

Ein Entwicklungsauftrag auf dem Gebiet der Molekularelektronik ist an die Westinghouse Electric Corporation vergeben worden.

Im Mittelpunkt der Entwicklung steht eine revolutionierende Methode, Germaniumkristalle als dünne gleichmäßige flache Bänder wachsen zu lassen. Früher war das Rohprodukt rund und hatte etwa die Größe einer 0,50-kalibrigen Kugel. Ein mühsames Schneiden und Schleifen des Materials war anschließend erforderlich. Die Forschungsergebnisse zeigen jetzt, daß man das Material als dünne gleichmäßige flache Bänder buchstäblich „wachsen" lassen kann.

Die bisherigen Ergebnisse weisen darauf hin, daß die neue Methode zur Entwicklung elektronischer Geräte führen kann, die tausendmal kleiner und leichter sind als eins der jetzt existierenden.

Oberst Clarence H. Lewis umriß die Ziele des kürzlich angekündigten Entwicklungsprogramms.

„Das erste Ziel ist", sagte Lewis, „eine Einrichtung zu konstruieren, die von äußeren Faktoren unabhängig ist, d. h. eine Lebensdauer besitzt, die groß genug ist, um die gestellte Aufgabe zu erfüllen. Das zweite Ziel ist, die Anzahl der Wärmeenergieverbraucher in elektronischen Systemen weitgehend zu reduzieren. Das dritte Ziel ist, Möglichkeiten zu schaffen, den Umfang der elektronischen Funktionen, die pro Einheitsvolumen geleistet werden, um mehrere Größenordnungen zu vergrößern."

Auf die Folgerungen, die sich aus den neuen Gedankengängen ergeben, und auf die Anwendung zur Entwicklung eines Gesamtsystems eingehend, führte Lewis aus, daß es nicht schwierig sei, vorauszusehen, daß ein elektronisches System von der Größe einer Brotbüchse durch ein System von der Größe eines Zuckerwürfels ersetzt werden könne. Folglich könnten durch wesentliche Verringerung von Größe, Gewicht und Energiebedarf einer elektronischen Einrichtung Raumschiffe konstruiert werden, die eine größere Zahl von Funktionen und einen erweiterten Funktionsbereich möglich machen.

„So könnte zum Beispiel durch diese neue Technik", fuhr Lewis fort, „der durchschnittliche Transistorempfänger vom jetzigen Taschenformat — außer Batterie und Lautsprecher — auf die Größe eines Streichholzkopfes reduziert werden."

Die diese neue Wachstumstechnik für Germanium erläuternden Wissenschaftler der Forschungslaboratorien von Westinghouse erklärten, daß das Material direkt in genau der Form wächst, in der dieses Halbleitermaterial für praktische Zwecke in Transistoren und in ähnlichen Einrichtungen zur Anwendung kommt.

Dr. S. W. Herwald, Vizepräsident der Forschungsabteilung von Westinghouse, beschrieb den Begriff der Molekulartechnik als ein grundsätzlich neues Verfahren zum Bau elektronischer Systeme durch Anwendung unserer neuen Kenntnisse von der Struktur der Materialien. Es handle sich um Dimensionen, die mit denen der Moleküle selbst vergleichbar sind, und nicht um eine verbesserte Methode eines gedrängten Zusammenbaus heutiger Bauteile mit bereits entwickelten Theorien.

„Dieses dendritische Germanium hat unsere Vorstellung über die gesamte Technologie von Festkörpereinrichtungen der Zukunft erweitert", sagte Dr. Herwald. „Man kann sich zum Beispiel den Ablauf der Arbeit in einer Maschine vorstellen, die ununterbrochen und automatisch und mit hoher Geschwindigkeit fertige Transistoren auswirft, wenn in ihren Eingang Rohgermanium und die zwei oder drei anderen Materialien gegeben werden, die erforderlich sind, um einen Transistor in seine endgültige Form zu bringen."

„Im Gebrauch könnten diese sehr kleinen Kristallstücke die Funktionen ausüben, für die heute ein Dutzend derzeitiger Bauteile in üblicher Schaltungstechnik erforderlich sind", sagte Oberst Lewis. Um an einem Beispiel die Verringerungen an Größe und Gewicht, die in der neuen Technik möglich sind, klar zu machen, erwähnte Oberst Lewis, daß das modernste System, das heute zur Messung der Lichtintensität im Weltenraum benutzt wird, ein Volumen von etwa 1 Kubikzoll und ein Gewicht von ungefähr 7 p hat. Die Luftwaffe hat Demonstrationen mit dem leichten Fernmeßsystem von Westinghouse durchgeführt, das ein Volumen von nur einem Tausendstel eines Kubikzolls und ein Gesamtgewicht von 0,02 p besitzt.

„Durch Anwendung der neuen Technik", sagte Oberst Lewis, „wurde die Zahl der Einzelteile im Fernmeßsystem von 14 Teilen auf ein Teil verringert und die Zahl der gelöteten Verbindungen von 15 auf 2 reduziert, wodurch die Möglichkeit einer enormen Betriebssicherheit erhalten wird."

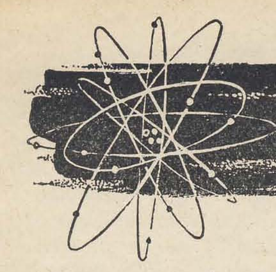
Die neue Technik für das Wachsen von Germanium war das Werk von zwei Physikern von Westinghouse, Dr. R. L. Longini und Dr. A. I. Bennett. Beide gehören zur Abteilung für Festkörperphysik.

„Die Leichtigkeit, mit der dendritisches Germanium in eine brauchbare Form gebracht werden kann, widerspricht vollkommen der heutigen Praxis", sagten die Wissenschaftler von Westinghouse. Um die üblichen Germaniumbarren in eine brauchbare Form zu bringen, müssen sie in dünne Scheiben geschnitten werden. Da Germanium hart und spröde ist, erfolgt das Schneiden mit einer von Diamanten besetzten Säge, und jede Scheibe ist drei- bis fünfmal so dick, wie die gewünschte Dicke beträgt.

Die Scheiben müssen dann auf die erforderliche Dicke gebracht, ferner in kleine Quadrate geschnitten und dann schließlich poliert werden. Nur dann kann das Germanium leicht in fertige Transistoren und andere Einrichtungen verwandelt werden. Die Folge aller dieser Schneid- und Poliervorgänge ist, daß etwa 80% des ursprünglichen Barrens als Germaniumsägestaub verloren gehen.

Dendritisches Germanium von richtiger Dicke ist nicht nur zur direkten Verwendung geeignet, sondern seine überaus glatte, spiegelgleiche Oberfläche bedarf auch keines Schleifens oder Polierens mehr. Somit fällt das übliche langandauernde und umständliche Verfahren, Germanium in eine brauchbare Form zu überführen, im wesentlichen fort.

Auf der Internationalen Ausstellung über Transistor- und Halbleitertechnik zeigte die Texas Instruments einige Beispiele aus der neuen Festkörpertechnik, bei der man das aktive Halbleiterbauelement mit passiven Elementen in einem Block kombiniert. Unter den Beispielen war ein Multivibrator mit einem Volumen von $6 \times 3 \times 0{,}7\ mm^3$, der in üblicher Schaltung zwei Transistoren, zwei Kapazitäten und acht Widerstände gebraucht hätte. In dieser Technik rechnet man mit einer Bauelementendichte von etwa $1250/cm^3$, während man bei der Mikro-Modul-Technik, die heute die kleinsten Geräte ergibt, nur bis etwa 20 Elementen pro cm^3 kommt. *Nach Presseinformationen*



Die elementare Struktur der Materie

R. HAVEMANN · R. STANGE (11 und Schluß)

Prof. Dr. ROBERT HAVEMANN, Nationalpreisträger

Dialektik der Mikrophysik

Fortsetzung von Heft 22 (1959)

Zufälligkeit und Notwendigkeit

Wenn in der klassischen Physik von Zufälligkeit oder statistischen Verteilungen und dergleichen die Rede war, so sollte niemals damit ausgedrückt werden, daß ein Naturvorgang nicht vollständig vorherbestimmt sei. Statistische Darstellungsmethoden wurden nur angewendet, wenn es wegen der Vielfalt und Kompliziertheit der Erscheinungen praktisch nicht möglich war, die Parameter der einzelnen Bewegungen alle genau zu bestimmen. Zufälligkeit war damit eigentlich nur ein Ausdruck der Unvollständigkeit der uns verfügbaren Kenntnis. Die Naturwissenschaft verharrte, wie Friedrich Engels sich ausdrückt, im „gedankenlosen mechanischen Determinismus, der den Zufall im allgemeinen in der Phrase wegleugnet, um ihn in der Praxis in jedem besonderen Fall anzuerkennen." (Dialektik der Natur, Dietz Verlag Berlin 1952, Seite 234.) In der Quantenmechanik hat die Naturwissenschaft zum ersten Mal den Zufall nicht nur in der Praxis, sondern auch in der Theorie anerkannt.

Die Überwindung des mechanischen Determinismus und die theoretische Erfassung der dialektischen Beziehung zwischen Zufälligkeit und Notwendigkeit hat vielen Wissenschaftlern größte Schwierigkeiten bereitet. Die verschlungenen Irrwege der uferlosen Diskussionen über die Interpretation der Quantenmechanik haben hierin ihren Grund. Ein Teil der Diskutanten verteidigte die Positionen des mechanischen Determinismus, ohne allerdings bei der Suche nach den „verborgenen Parametern" den geringsten theoretischen Erfolg zu erzielen. Andere — im Grunde gleichfalls in den Gedanken des klassischen Determinismus befangen — kapitulierten und meinten, daß die Quantenmechanik uns an die Grenzen des menschlichen Erkenntnisvermögens geführt habe — eben weil die verborgenen Parameter prinzipiell verborgen bleiben müssen. Daraus resultierte dann eine Tendenz zu einem verzweifelten Agnostizismus. Tatsächlich liefert uns die materialistische Dialektik den Schlüssel zum völligen Verständnis dieser Probleme.

Der mechanische Determinismus leugnet den Zufall als objektive Kategorie in dem Sinne, daß er behauptet, alle Ereignisse seien mit Zwangsläufigkeit zustande gekommen, so daß alles, was geschah, mit unbedingter Notwendigkeit geschehen mußte — und daß ebenso auch alle zukünftigen Geschehnisse, ob wir sie nun vorhersehen können oder nicht, mit eben derselben unbedingten Notwendigkeit eintreten werden und eintreten müssen. Als „objektive Kategorie" anerkennt der mechanische Determinismus den Zufall nur in dem Sinne, daß das Zusammentreffen bestimmter Ereignisse durch die objektiven Gesetzmäßigkeiten, die zu diesen einzelnen Ereignissen geführt haben, nicht erfaßt wird. Das ist eine Konzeption, die schon von Spinoza ausgearbeitet wurde. Sie ist undialektisch, weil sie den allgemeinen Zusammenhang alles Geschehens auflöst und zerreißt. Danach soll die Welt zusammengewürfelt sein aus lauter einzelnen seit Ewigkeit determinierten Kausalketten, die dann und wann einen zufälligen Zusammenstoß erleiden. Friedrich Engels machte sich über diese Denkweise lustig mit den Worten: „Die Zusammenwürfelung der Naturgegenstände auf einem bestimmten Gebiet, noch mehr, auf der ganzen Erde, bleibt bei aller Urdetermination von Ewigkeit her doch, was sie war — zufällig." (Ebenda.) Er beschließt das Fragment seines Absatzes über Zufälligkeit und Notwendigkeit in „Dialektik der Natur" (S. 235) mit den Worten: „Die Zufälligkeit wirft die Notwendigkeit, wie sie bisher aufgefaßt, über den Haufen. Das inzwischen angehäufte Material von Zufälligkeiten hat die alte Vorstellung von der Notwendigkeit erdrückt und durchbrochen. Die bisherige Vorstellung von der Notwendigkeit versagt. Sie beizubehalten heißt, die sich selbst und der Wirklichkeit widersprechende Willkürbestimmung des Menschen der Natur als Gesetz aufzudiktieren, heißt damit alle innere Notwendigkeit in der lebenden Natur leugnen, heißt das chaotische Reich des Zufalls allgemein als einziges Gesetz der lebenden Natur proklamieren." Denn das Geschehen der Natur besteht ja in entscheidendem Maße gerade in diesen zufälligen Zusammenstößen der Kausalketten, für deren Zustandekommen der mechanische Determinismus keine andere Erklärung weiß, als die Tatsache der zufälligen Zusammenwürfelung der Naturgegenstände.

In der materialistischen Dialektik werden Zufälligkeit und Notwendigkeit als eine widersprüchliche dialektische Einheit aufgefaßt. Demnach sind alle Ereignisse zufällig und notwendig zugleich. Anerkennen wir, daß ein Ereignis objektiv zufällig ist, so bringen wir damit zum Ausdruck, daß es nicht unbedingt geschehen mußte. Ohne Verletzung objektiver Gesetzmäßigkeiten kann ein örtlich und zeitlich bestimmtes Ereignis sowohl eintreten als auch nicht eintreten, wenn es zufällig ist. Trotzdem folgt ein zufälliges Ereignis doch zugleich auch einer inneren Notwendigkeit. Diese innere Notwendigkeit bestimmt, ob das Eintreten des Ereignisses möglich ist, und legt sogar fest, wie wahrscheinlich das Eintreten des möglichen Ereignisses unter den gegebenen Bedingungen ist. Die Gesetzmäßigkeiten, durch die die Möglichkeiten für bestimmte Ereignisse bestimmt werden, haben nichts Zufälliges an sich. Die Notwendigkeit bestimmt sich auf diese Weise selbst in der Form der Zufälligkeit.

Dies ist genau die Beziehung von Zufälligkeit und Notwendigkeit in der Quantenmechanik. Die Gesetzmäßigkeiten, die qualitativ und quantitativ die Möglichkeit mikrophysikalischer Ereignisse bestimmen, finden sich im Wellenbild. Sie haben einen völlig deterministischen Charakter. Denn die allgemeine Gesetzmäßigkeit hängt nicht von den Zufälligkeiten der wirklich vor sich gehenden Prozesse ab. Im unaufhörlichen Wechsel und Wandel der Erscheinungen sind die Gesetzmäßigkeiten das Bleibende, das Dauernde und Wiederkehrende, während die einzelnen Prozesse der Wirklichkeit, in denen sich die allgemeinen Gesetzmäßigkeiten manifestieren, zufällig, flüchtig und vorübergehend sind.

Kausalität

Es ist oft behauptet worden, daß objektive Zufälligkeit unvereinbar sei mit dem Prinzip der Kausalität. So wurde etwa formuliert, die Quantenmechanik behaupte, daß die Mikroprozesse akausal seien. In Wirklichkeit ist es auch hier so, daß zwar unsere bisherigen Vorstellungen von der Kausalität mit der Wirklichkeit nicht in Einklang sind, daß aber deshalb die der alten Vorstellung entgegengesetzte Behauptung der Akausalität keineswegs richtiger ist. Tatsächlich bekommt im Bereich der Physik der Begriff der Kausalität erst im Gewande der Quantenmechanik einen vernünftigen Sinn, weil wir nun wissen, wie das Bestehen objektiver Gesetzmäßigkeiten mit der Zufälligkeit der Einzelprozesse in Einklang zu bringen ist. Wären, wie die klassische Mechanik annimmt, alle Einzelprozesse absolut determiniert, und wäre diese zwingende Determination aller Einzelprozesse das Prinzip der Kausalität, so hätten wir keinerlei Freiheit, auf irgendeinen Prozeß auch nur den geringsten Einfluß auszuüben. Alle Vorstellungen von einer bewußten Aktivität menschlicher Handlungen wären letzten Endes nichts als schöne Illusionen. „Mit dieser Art Notwendigkeit kommen wir auch nicht aus der theologischen Naturauffassung heraus. Ob wir das den ewigen Ratschluß Gottes mit Augustin und Cal-

vin, oder mit den Türken das Kismet, oder aber die Notwendigkeit nennen, bleibt sich ziemlich gleich für die Wissenschaft". (Friedrich Engels, Dialektik der Natur, S. 232.)

Es ist wichtig, daß auch in der Quantenmechanik die wesentlichen Elemente des Kausalitätsbegriffes ihre volle Gültigkeit haben. Auch hier gilt, daß jedes Ereignis eine Vorgeschichte hat, in welcher sich die Ursachen für sein Zustandekommen bildeten. Es ist zwar unbestimmt, zu welchem Zeitpunkt ein instabiler radioaktiver Kern zerfallen wird. Aber daß er zerfallen wird, ist sicher. Wird durch irgendeinen Kernprozeß ein instabiler Kern erzeugt, so wird damit zugleich bestimmt, daß dieser Kern zerfallen wird. Wenn an einem Ort eine bestimmte Wahrscheinlichkeit für das Erscheinen von Elektronen besteht, so heißt dies, daß Elektronen vorhanden sein müssen, auf ihre Bahn gebracht sein müssen usw. Auf nicht vorhandene Elektronen bezieht sich die Wahrscheinlichkeit nicht. Sie ist vielmehr ein Bestandteil der Existenz dieser Elektronen. Bei aller Zufälligkeit der vor sich gehenden Ereignisse kann doch jederzeit eindeutig festgestellt werden, zwischen welchen Ereignissen einer zeitlichen Folge kausaler Zusammenhang bestand und zwischen welchen nicht. Stets folgen die Wirkungen den Ursachen — und nicht umgekehrt. Die Zufälligkeit kann nie zum spurlosen Verschwinden eines Teilchens oder zur Entstehung eines Teilchens aus nichts führen. Wenn auch für das Schicksal des Teilchens der Bereich des Möglichen breit ist, stets existiert auch ein breiter Bereich des Unmöglichen. Dies ist ja das Wesentliche einer objektiven Gesetzmäßigkeit, daß sie nicht nur den Bereich des Möglichen festlegt, sondern ihn zugleich von dem ausschließt, was unmöglich ist.

Wesentlich für die neue Auffassung der Kausalität ist, daß sie die einschränkende Bedingung der Notwendigkeit der kausalen Verknüpfung einer bestimmten Ursache mit stets der gleichen Wirkung nicht mehr anerkennt. Man muß nämlich zwischen den Ursachen und den Gründen eines Ereignisses unterscheiden. Viele Ereignisse können die gleichen Gründe haben. Ursachen aber sind einmalige Ereignisse, selbst nur Wirkungen anderer voraufgegangener Ereignisse. Hegel hat bereits darauf hingewiesen, daß Ursachen und Wirkungen sowohl identisch als auch nicht identisch miteinander sind. Ihre Identität kommt nach Hegel darin zum Ausdruck, daß die Ursache erst dadurch zur Ursache wird, daß sie eine Wirkung hatte, und umgekehrt. Dieser scheinbare sehr abstrakte Gedanke ist jedermann im täglichen Leben geläufig. Stets identifizieren wir weitgehend Wirkungen mit ihren Ursachen, besonders wenn die Ursachen menschliche Tätigkeiten waren. Man sagt z. B.: „Ich habe den Motor angelassen." Tatsächlich hat man aber nur auf den Starterknopf gedrückt, einen Relaisstrom eingeschaltet, der den Strom für den Anlassermotor einschaltete usw. Die Wirkung war der Lauf des Motors, die Ursache das Drücken auf den Knopf. Das Ganze wurde als ein identischer Prozeß begriffen, und zwar gerade deshalb, weil alle Teilprozesse der Kausalkette quasi determiniert (d. h. mit großer Wahrscheinlichkeit) aufeinanderfolgten.

Andererseits sind aber natürlich Ursache und Wirkung auch stets verschieden voneinander. Durch die Wirkung wird die Ursache aufgehoben und ausgelöscht. Die Wirkung ist gegenüber der Ursache etwas Neues. Sie hat eine andere Qualität. Solange nur Quantität angehäuft wird, vermehren wir nur die Stärke der Ursache. Schlägt aber die Quantität in Qualität um, so tritt als das Neue die Wirkung in Erscheinung, und die Ursache verschwindet. Gerade in diesem Sprunghaften aller Ereignisse und in ihrem Wandel der Qualität liegt die Quelle ihrer Zufälligkeit.

Kontinuum und Diskontinuum

In der Quantenmechanik zeigt sich als die tiefere Quelle, aus welcher die widersprüchliche Einheit von Zufälligkeit und Notwendigkeit hervorgeht, eine andere widersprüchliche Einheit, nämlich die Einheit des Widerspruchs von Kontinuum und Diskontinuum. Die diskontinuierliche Welt der Mikropartikel wird beherrscht von einem System von Gesetzmäßigkeiten, die das Wesen des Kontinuums an sich haben. Der Begriff des Kontinuums enthält ja den Begriff des allgemeinen Zusammenhangs, er trägt ihn gewissermaßen auf seinen Lippen. Das allgemeine Gesetz, nach dem die Teilchenschicksale in all ihrer Zufälligkeit ablaufen, bedeutet damit zugleich den allgemeinen Zusammenhang all dieser Einzelschicksale. Es teilt dem Individuum mit naturgesetzlicher Notwendigkeit die Chance zu, die ihm gewährt ist. Der Teilchenaspekt erscheint damit wirklich nur als die eine Seite der Realität. Die andere Seite ist der kontinuierliche Zusammenhang, der allein die Wechselwirkung zwischen den Individuen und den Bedingungen ihrer vorübergehenden Existenz umfaßt. An dieser Stelle wollen wir uns daran erinnern, daß der Widerspruch von Kontinuum und Diskontinuum schon am Anfang der ganzen Entwicklung der Atomistik stand und eigentlich der Ausgangspunkt der fundamentalen Überlegungen von Leukipp und Demokrit war [siehe den ersten Artikel dieser Reihe, radio und fernsehen 4 (1959) S. 111]. Leukipp sagte, daß das Volle, d. h. das im Sinne Zenons Kontinuierliche und Zusammenhängende überhaupt nicht existieren könne ohne das Leere, ohne den dazwischenliegenden leeren Raum. Die Quantenmechanik vermag zwar das innere Wesen dieses Vollen, der Elementarteilchen müssen wir heute sagen, noch nicht zu erfassen. Sie nimmt nur die Existenz dieser Teilchen zur Kenntnis und entwickelt auf Grund der an ihnen festgestellten Eigenschaften die Gesetzmäßigkeiten ihrer Bewegung. Woher es aber kommt, daß es diese und nicht andere Elementarteilchen gibt, kann von der Quantenmechanik nicht beantwortet werden. Das wird erst die neue Theorie der Elementarteilchen leisten, an deren Ausarbeitung gegenwärtig gearbeitet wird.

Der Widerspruch von Kontinuum und Diskontinuum hat überhaupt eine sehr große Bedeutung für die Entwicklung unseres Erkenntnisprozesses. In der Mathematik z. B. sind Geometrie und Algebra Ausdruck dieses dialektischen Grundwiderspruchs. Die moderne Geometrie, die alle räumlichen Gebilde als unendliche Punktmengen zu erfassen sucht, handelt von diesem Widerspruch. Die Theorie der Stetigkeit und Unstetigkeit algebraischer Funktionen ist mit ihm in Berührung. Aber nicht nur in der Wissenschaft, schon im täglichen Leben begegnen wir ihm auf Schritt und Tritt. Ja selbst diese Worte „Schritt und Tritt" enthalten ihn, der Schritt die kontinuierliche Bewegung zwischen den einzelnen Tritten. Ganze Passagen der vorhergehenden Abschnitte dieses Artikels können sinngemäß auf unser Leben übertragen werden. Ist nicht bei aller Zufälligkeit unseres individuellen „Teilchen"-Lebens unser Schicksal doch eingebettet in den allgemeinen Zusammenhang der Gesetzmäßigkeiten der Geschichte? Daß der Krieg Millionen den Tod brachte, war gesetzmäßig und unvermeidlich; aber wer sterben mußte und wer überlebte, das war zufällig. Die dialektische Einheit von Diskontinuum und Kontinuum finden wir in der menschlichen Gesellschaft wieder als die widerspruchsvolle Einheit von Individuum und Gesellschaft, Individuum und Klasse. Auch im zeitlichen Ablauf der historischen Prozesse begegnen wir den gleichen dialektischen Widersprüchen. Die Gesetzmäßigkeiten der Entwicklung der menschlichen Gesellschaft schreiben keineswegs das Eintreten bestimmter historischer Ereignisse zu bestimmten Zeiten vor. Durch sie wird nur bestimmt, was jeweils möglich ist. So war die Machtergreifung Hitlers im Jahre 1933 und damit der Sieg des Faschismus über die deutsche Arbeiterbewegung zwar historisch möglich, keineswegs aber notwendig. Allerdings war das Bestehen der Möglichkeit seines Sieges, die sich ja zu unserem Unglück auch realisierte, keineswegs zufällig, sondern auf Grund der historischen Umstände streng gesetzmäßig. Aber im Jahre 1933 bestand ja auch die andere historische Möglichkeit auf Grund der gleichen historischen Gesetzmäßigkeiten, die in der Endphase der Weimarer Republik herangereift waren: Der Sieg der Arbeiterbewegung über den deutschen Kapitalismus und damit der Beginn des Aufbaus des Sozialismus. Dies hätte zugleich bedeutet, daß der zweite Weltkrieg nicht zustandegekommen wäre. Die sich entwickelnden historischen Gesetzmäßigkeiten sind den menschlichen Wünschen gegenüber ebenso blind wie die Naturgewalten. Solange der Mensch den historischen Gesetzmäßigkeiten gegenüber gleichfalls blind ist, entscheiden sich die historischen Ereignisse zufällig, elementar wie im Naturprozeß. In dem Maße aber, wie der Mensch Kenntnis vom Bestehen und Wirken der Gesetzmäßigkeiten erlangt hat, kann er durch sein aktives Handeln erreichen, daß sich gerade diejenigen gesetzmäßigen Möglichkeiten verwirklichen, die er für sich erstrebt. Dies gilt für das Verhältnis des Menschen zur Natur ebenso, wie für sein Verhältnis zu seiner eigenen Geschichte.

HAGEN JAKUBASCHK

Hinweise zur Schaltung von Vielfachmeßgeräten mit Strommeßbereich

Des öfteren findet man in der Literatur Anleitungen zum Selbstbau von Vielfach-Meßinstrumenten unter Verwendung von mehr oder weniger empfindlichen und entsprechend kostspieligen Mikroamperemetern veröffentlicht. Für die Schaltung des Strommeßbereiches mittels umschaltbarer Parallelwiderstände (Shunts) wird dabei meist die Prinzipschaltung nach Bild 1 benutzt. Dieser Schaltung haftet jedoch ein so schwerwiegender Mangel an, daß es geraten scheint, hierzu einige Betrachtungen anzustellen.

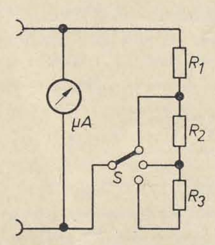


Bild 1: Schaltbild eines Strommessers, dessen Meßwerk durch Versagen des Schalters zerstört werden kann

In Bild 1 ist ein auf drei Meßbereiche einstellbarer Strommesser angenommen, für den ein empfindliches Mikroamperemeter (50 oder 100 μA) verwendet wird. Der durch dieses Instrument fließende Strom hängt ab vom Widerstand des Shunts $R_1 \cdots R_3$, der bei Strommeßbereichen von mehr als einigen Milliampere bereits sehr geringe Werte (wenige Ω bis wenige Zehntel Ω!) annimmt und bei Bereichen oberhalb einigen 10···100 mA meist nur noch aus einem kurzen und relativ dicken Stück Konstantan- oder sogar Kupferdraht besteht. Diesem Shunt in Reihe liegt nun — und das wird meist nicht beachtet! — noch der Kontaktübergangswiderstand des Bereichsschalters S. Da dieser selbst bei hochwertigen Schaltern Werte von einigen Zehntel Ω annehmen kann und außerdem völlig unkonstant ist, verändert er den Gesamtwiderstand des dem Instrument parallelliegenden Shunts besonders bei der Messung höherer Ströme ganz beträchtlich, so daß hier jede Meßgenauigkeit illusorisch wird.
Obendrein können Kontaktstörungen oder Defekte am Schalter S eine Unterbrechung des Shunts bewirken, wodurch das Instrument den vollen Strom erhält und meist zerstört wird. Gegen die Schaltung nach Bild 1 kann man daher ernsthafte Einwendungen erheben.
Bedeutend günstiger ist die mit den gleichen Einzelteilen realisierbare Schaltung nach Bild 2. Hier fließt der Gesamtstrom über den Schalter S, während die Widerstände teils in Reihe mit dem Meßwerk liegen, teils als Shunt geschaltet sind. Die Kontaktübergangswiderstände des Schalters gehen jetzt nicht mehr in den Wert des Shunts ein, eine Kontaktstörung kann sich in der Messung nicht mehr bemerkbar machen, weil sich der Übergangswiderstand bei S jetzt nicht zu dem sehr niedrigen Shuntwiderstand, sondern zu dem in der Praxis stets um mehrere Größenordnungen höheren Gesamtwiderstand des gemessenen Stromkreises addiert, was praktisch ohne Einfluß bleibt.
Sollte Schalter S völlig aussetzen, kommt allenfalls kein Stromfluß zustande. Eine Beschädigung des Meßwerks kann dabei nicht eintreten. Die jetzt mit dem Meßwerk in Reihe liegenden jeweils unbenutzten Shunts bewirken eine Erhöhung des Meßwerk-Gesamtwiderstandes. Bei den üblichen Verhältnissen beträgt der Innenwiderstand des Meßwerkes meist um etwa 100 Ω, so daß die Shunts, die allenfalls wenige Ω aufweisen, oftmals gar nicht berücksichtigt zu werden brauchen. Anderenfalls ist bei der Berechnung der Shunts für jeden Strombereich als Meßwerkwiderstand der Wert des Innenwiderstandes des Meßwerkes zuzüglich den der bei dem betreffenden Bereich mit dem Instrument in Reihe liegenden Shunts einzusetzen. Da im allgemeinen jedoch die Shunts ohnehin noch genau abgeglichen werden müssen, ist ihre Berücksichtigung in der Rechnung meist nicht erforderlich.
In Bild 1 ist eine vierte, nicht eingezeichnete Schalterstellung denkbar, bei der das Meßwerk direkt ohne Shunt betrieben wird, was dem empfindlichsten Bereich entspricht. Eine solche Betriebsstellung ist in Bild 2 nicht ohne Zusatzkontakt, d. h. nicht mit einem einpoligen Stufenschalter durchführbar. Hierfür und für ein kombiniertes Strom-Spannungs-Meßinstrument (etwa nach Art der bekannten Multizet) empfiehlt sich die Verwendung eines Zweiebenen-Stufenschalters als günstigste Lösung. Die Prinzipschaltung hierfür zeigt Bild 3. Es wurde ein 7-stufiger zweipoliger Schalter S_1 — S_2 angenommen, bei dem die Stufen 1··· 4 die Strommeßbereiche, die Stufen 5··· 7 die Spannungsmeßbereiche darstellen. Wie ersichtlich, entspricht die Schaltung in den

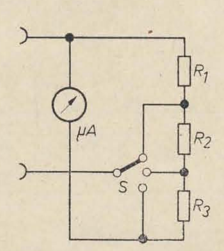


Bild 2: Verbessertes Schaltbild eines Strommessers. Bei Versagen des Schalters wird der Stromkreis des Meßwerks unterbrochen

Stufen 2···4 der des Bildes 2. Der Meßwerkstrom fließt jetzt über die Schaltkontakte 2, 3 oder 4 der Schalterebene S_2. Hier auftretende Übergangswiderstände addieren sich zum — in jedem Fall bedeutend höher liegenden — Innenwiderstand des Meßwerkes und fallen daher nicht ins Gewicht. In den Stellungen 1 und 5··· 7 werden die Shunts $R_1 \cdots R_3$ durch S_2 abgeschaltet. S_1 schaltet in 5··· 7 die Vorwiderstände $R_4 \cdots R_6$ für die Spannungsmeßbereiche zu und S_2 bestimmt mit seiner Stellung den gewählten Meßbereich. Da der Spannungsmeßkreis hochohmig ist, machen sich hier Übergangswiderstände nicht bemerkbar. In Stellung 1 ist das Meßwerk direkt angeschaltet, diese Stellung entspricht daher dem niedrigsten Strommeßbereich, der durch die Daten des Meßwerks bestimmt ist. Die Berechnung der Widerstände erfolgt unter

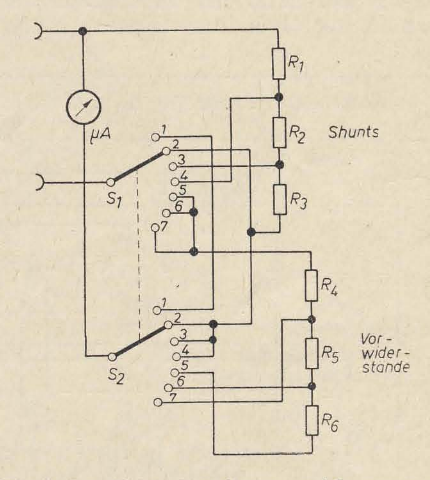


Bild 3: Schaltbild eines Strom- und Spannungsmessers

Berücksichtigung des zuvor Gesagten in der gewohnten Weise. Man wird natürlich nur hochwertigste Schalterausführungen verwenden, die große, beim Schaltvorgang schleifende (nicht andrückende oder punktförmige!) Kontakte haben.
Die Schaltung nach Bild 1 ist jedoch selbst mit hochwertigen Schaltern auf längere Dauer nicht betriebssicher und gefährdet obendrein sehr leicht das Instrument, so daß man für den Selbstbau unbedingt hiervon absehen sollte. Besonders kritisch wird sie, wenn für andere Zwecke in Reihe mit dem Shunt-Umschalter S noch weitere Kontakte gelegt werden, wie z. B. in dem Schaltungsvorschlag in radio und fernsehen 10 (1959) Seite 325, da sich hierbei — besonders durch den dort vorgeschlagenen dafür völlig ungeeigneten Tastenschalter — die Kontakteinflüsse beider Schalter addieren.

Mitteilung!

Ab Heft 1 (1960) wird radio und fernsehen wieder in dem gewohnten Umfang von 32 Seiten erscheinen.

Mitteilung aus dem Werk für Fernmeldewesen WF Berlin

Ing. M. SCHULZE

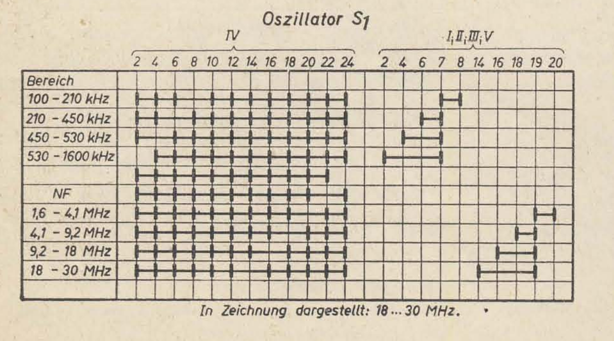
Der Prüfgenerator PG 2

Obwohl der UKW-Hörrundfunk heute dominierend ist, sind doch noch alle Rundfunkgeräte fast ausnahmslos mit einem AM-Teil ausgerüstet, abgesehen von den billigen Kleinempfängern, Koffergeräten und älteren Rundfunkempfängern, die keinen UKW-Teil enthalten. Der Wunsch von Industrie und Handwerk nach einem guten und vielseitigen Prüfgerät für diesen Frequenzbereich ist also berechtigt. Vom Werk für Fernmeldewesen wurde daher im Rahmen der Service-Reihe der Prüfgenerator PG 2 entwickelt, der diese Lücke ausfüllen wird.

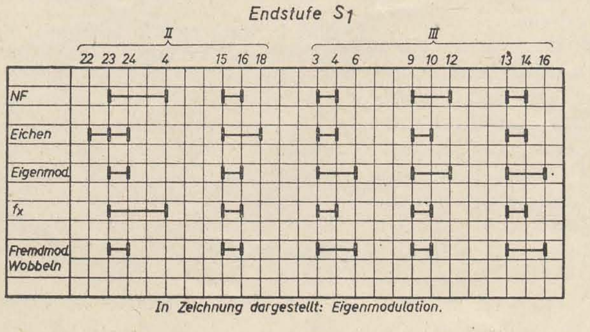
Verwendungszweck

Der Prüfgenerator (Bild 1) ist als Meßgerät im Frequenzbereich von 0,1 ··· 30 MHz, in dem auch alle AM-Rundfunkbereiche liegen, verwendbar. Er dient in erster Linie zur Funktionskontrolle und zum Abgleich von AM-Rundfunkempfängern sowohl in der Fabrikation als auch in der Reparaturwerkstatt. Auch als Meßstromquelle in Entwicklungslaboratorien sowie als Experimentiergerät an Hoch- und Fachschulen ist der Prüfgenerator dank seiner Vielseitigkeit geeignet. Eine besondere Eigenschaft des Gerätes ist die Möglichkeit, den Frequenzbereich, in dem die üblichen Zwischenfrequenzen für den AM-Rundfunk liegen (435 ··· 520 kHz), in Verbindung mit einem Elektronenstrahloszillografen zu wobbeln. Diese Eigenschaft gestattet es, Durchlaßkurven von Einzelfiltern und ZF-Verstärkern auf dem Oszillografenschirm abzubilden und den bisher zeitraubenden punktweisen Abgleich wesentlich zu verkürzen, was besonders in der Fabrikation von großer Bedeutung ist.

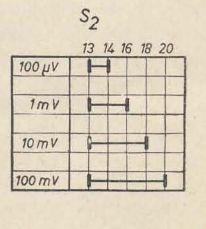
Neben den zahlreichen Prüfaufgaben, die das Gerät in seiner Eigenschaft als unmodulierter oder amplitudenmodulierter Si-



In Zeichnung dargestellt: 18 ... 30 MHz.



In Zeichnung dargestellt: Eigenmodulation.



Alle Gleichspannungen gemessen mit Instrument 20 kΩ/V.

gnalgenerator erfüllt, (z. B. Verstärkungsmessungen, Schwingkreisabgleich, Aufnahme von Frequenzgängen, Erzeugung von Meßmarken bei Wobbelgeneratoren), ist der Prüfgenerator außerdem als Frequenzmesser z. B. zum Abgleich von Oszillatorfrequenzen im Rundfunkempfänger verwendbar.
Schließlich bietet sich das Gerät noch als NF-Generator an. Die Spannung des zur Eigenmodulation dienenden, eingebauten 1-kHz-Generators ist besonders herausgeführt und kann zur qualitativen Überprüfung von NF-Verstärkern benutzt werden.

Beschreibung und Wirkungsweise

Bild 2 zeigt das Schaltbild des Prüfgenerators, dieser besitzt folgenden funktionsmäßigen Aufbau: Die Schwingungserzeugung erfolgt durch einen Oszillator, der genannten Funktionsgruppen erforderlichen Spannungen.
Im einzelnen ergibt sich folgende Wirkungsweise:
Der zur Schwingungserzeugung dienende Oszillator „Osz_1" ist mit einer ECH 81 ($Rö_1$) bestückt. Der Gesamtfrequenzbereich ist in acht sich überlappende Bereiche unterteilt. Bei Betrieb in den Frequenzbereichen 1, 2 und 4 bis 8 wird das Triodensystem der $Rö_1$ durch den Bereichsschalter S_1 mit je einer der Spulen $L_1 \cdots L_7$, den dazugehörigen Fest- bzw. Abgleichkondensatoren C_1, C_2 usw. und dem für alle Bereiche gemeinsamen Abstimmdrehkondensator C_6 zu einer Meißnerschen Rückkopplungsschaltung zusammengeschaltet. Die Auskopplung der erzeugten HF-Spannung erfolgt über Auskoppelwicklungen. Zur Stabilisierung der Amplitude wird parallel zur jeweils in Betrieb befindlichen Auskoppelwicklung

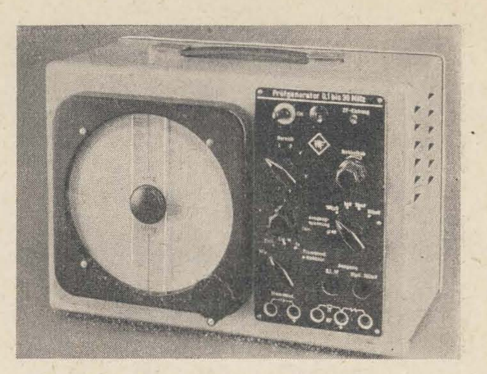


Bild 1: Ansicht des Prüfgenerators PG 2

bedingt ist. Die Wobbelung erfolgt durch Änderung des Selbstinduktionswertes der Schwingkreisspule, die zu diesem Zweck in einem periodisch schwankenden magnetischen Feld im Wobbelsystem (Tr_1 in Ws_1) angeordnet ist. Das Feld wird durch

Bild 2: Gesamtschaltbild des Prüfgenerators PG 2

bei Betrieb im Frequenzbereich von 435 ··· 520 kHz (üblicher ZF-Bereich) durch ein magnetisches Wobbelsystem gewobbelt werden kann. In der anschließenden Endstufe wird die vom Oszillator abgegebene Wechselspannung auf den erforderlichen Wert verstärkt. Zur Amplitudenmodulation der HF-Spannung enthält der Prüfgenerator einen 1-kHz-Oszillator. Ein elektronisch stabilisiertes Netzgerät liefert die zum Betrieb der

ein Heißleiter Hl_1 geschaltet. Mit zunehmender HF-Amplitude und infolgedessen steigender Temperatur nimmt der Widerstand des Heißleiters ab und bedämpft so in stärkerem Maße den Schwingkreis.
Beim Betrieb in Bereich 3 (435 ··· 520 kHz) schwingt das Triodensystem der $Rö_1$ nicht in Meißnerschaltung, sondern in einer Dreipunktschaltung mit kapazitiver Rückkopplung und Auskopplung, was durch die hier angewandte Wobbelart

den Anodenstrom des als Triode geschalteten Heptodensystems der $Rö_1$ erzeugt. Die Steuerung erfolgt über das Gitter 1 dieses Systems durch eine Sägezahnspannung, die dem Prüfgenerator über die Buchsen Bu_1 und Bu_2 von außen zuzuführen ist. Zur Regelung dieser Spannung bzw. des Wobbelhubes dient das Potentiometer P_1 („Wobbelhub"). Da bei dem gewählten Wobbelprinzip die Frequenz vom Strom der Steuerröhre E(C)H 81 im

wesentlichen abhängig ist, dieser sich aber infolge Alterung, Betriebsspannungsschwankungen usw. ändern kann, ist für den Bereich 3 die Möglichkeit einer Nacheichung vorgesehen. Sie erfolgt durch Frequenzvergleich mit einer in der Endstufe erzeugten 500-kHz-Schwingung und entsprechender Änderung der über R_5 zugeführten negativen Vorspannung für das Gitter 1 der Steuerröhre (mittels P_2 „ZF-Eichung“ im Prüfgeneratoreinsatz).
In der Endstufe Est_1 wird die Oszillatorspannung über C_6 einer Trennröhre $Rö_1$ (EF 80) zugeführt, in der gleichzeitig am Gitter 3 die Modulation erfolgt. Der Anodenwiderstand der Trennröhre ist als Regelwiderstand P_2 ausgeführt und dient zur kontinuierlichen Ausgangsspannungsregelung. Ein Teil des Katodenwiderstandes, ebenfalls als Regelwiderstand P_1 ausgeführt, gestattet beim Abgleich des Gerätes durch Regeln des Gegenkopplungsgrades das Einstellen der Verstärkung und damit des Spannungsniveaus.
Zur Endverstärkung dient eine weitere Röhre EF 80 ($Rö_2$). Die Koppelkapazitäten C_{11} bzw. C_{12} zwischen den beiden Röhren sind umschaltbar. Für das modulierte HF-Signal muß die Zeitkonstante am Gitter 1 der $Rö_2$ so klein sein, daß eine Überlagerung unterdrückt wird, während für die NF, die durch Schwebung bei Frequenzvergleich in der $Rö_1$ entsteht (Bremsgittermodulation), keine Spannungsteilung zwischen der Koppelkapazität und dem Gitterableitwiderstand R_7 auftreten darf.
Die verstärkte Spannung wird über C_{19} der Buchse Bu_6 (Ausgang 1 V) direkt und der Buchse Bu_7 (Ausgang 10 μV···100 mV) über den zur Grobregelung dienenden Ausgangsspannungsteiler S_2 zugeführt. Dieser besteht aus drei hintereinander geschalteten, angezapften π-Gliedern $R_1 \cdots R_7$ mit den Teilerverhältnissen 1 : 10; 1 : 100 und 1 : 1000. Dem Spannungsteiler ist ein Widerstand R_{13} vorgeschaltet, der mit dem Z-Wert des Spannungsteilers das Teilerverhältnis 1 : 10 herstellt.
Um aus den bereits erwähnten Gründen die Frequenz des Bereiches 3 des Oszillators zu kontrollieren, kann in Stellung „Eich.“ des Schalters S_1 über C_{13} an $Rö_2$ ein Schwingkreis C_{10}, L_1 in ECO-Schaltung angeschaltet werden, der mit seiner Frequenz 500 kHz als Eichnormal dient.
Zum Abhören des Schwebungsnulls bei Frequenzmessungen bzw. zur Entnahme der Modulationsfrequenz wird an die Anode der $Rö_2$ über den Kondensator C_{14} eine Buchse Bu_5 („NF“) angeschaltet, die aus Dichtigkeitsgründen bei Nichtgebrauch über diesen Kondensator geerdet wird. Die Gegenkopplung der $Rö_1$ wird bei der Betriebsart Frequenzmessung („fx“) durch kapazitives Überbrücken (C_7) des Katodenwiderstandes aufgehoben. Dadurch wird die Verstärkung der $Rö_1$ vergrößert und das Schwebungsnull ist besser abhörbar.
Der Netzteil Nt_1 liefert die von Oszillator und Endstufe benötigten Betriebsspannungen sowie eine 1-kHz-Modulationsspannung. Er ist umschaltbar auf die Netzspannungsbereiche 110···125 V und 200···250 V. Die von der Anodenwicklung des Netztransformators Tr_2 gelieferte Wechselspannung wird in $Rö_3$ (EZ 80) gleichgerichtet und anschließend elektronisch stabilisiert. Dies geschieht in bekannter Weise durch einen in Reihe mit den Verbraucherstromkreisen geschalteten veränderlichen Widerstand in Form einer als Triode geschalteten Endpentode EL 81 ($Rö_2$). Der Gleichstrominnenwiderstand dieser Röhre wird durch eine über R_{15} zugeführte Steuerspannung beeinflußt. Als Steuerröhre dient das Pentodensystem einer ECF 82 ($Rö_1$). Während Schirm- und Steuergitterpotential über einen festen Spannungsteiler P_2, $R_{10} \cdots R_{13}$ abhängig von der Ausgangsspannung bestimmt sind, liegt die Katode auf einem durch die Stabilisatorröhre StR 85/10 festgehaltenen Potential gegen Masse. Schwankungen der Ausgangsspannung bewirken also eine Veränderung der Potentialdifferenz Gitter—Katode. Als Folge hiervon ändert sich der Anodenstrom und somit auch die am Gitter 1 der $Rö_2$ stehende Steuerspannung in dem der Ausgangsspannungsabweichung entgegenwirkenden Sinne.
Das Triodensystem der ECF 82 ($Rö_1$) liefert in einer Oszillatorschaltung mit induktiver Rückkopplung und abgestimmtem Anodenkreis (Tr_1, C_1) eine 1-kHz-Spannung. Diese wird über P_1 dem Bremsgitter der $Rö_1$ in der Endstufe zur Eigenmodulation der dort verstärkten HF-Spannung zugeführt und zum anderen aber nach Gleichrichtung mittels Gr_1 dem Steuergitter der Wobbelsystemröhre als regelbare Vorspannung zur bereits erwähnten Nacheichung des Frequenzbereiches 435···520 kHz zugeleitet (Einstellung durch P_2 „ZF-Eichung“).
Die zur Eigenmodulation dienende 1-kHz-Spannung kann auch als reine NF-Spannung an Bu_5 („NF“) entnommen werden.

Bild 3: Blockschaltbild

In diesem Fall sind durch den Bereichsschalter $S_{1_{IV}}$ im Oszillator alle Schwingkreise abgeschaltet.
Um Ausstrahlungen des HF-Signals über das Netz zu verhindern, ist dem Eingang des Netzteiles eine Drosselkette vorgeschaltet. Bild 3 zeigt das Blockschaltbild des Prüfgenerators.

Mechanischer Aufbau

Der Prüfgenerator ist in drei Baugruppen, Oszillator, Endstufe und Netzgerät, gegliedert. Die Bilder 4 und 5 lassen den Aufbau des Prüfgerätes erkennen.
Oszillator und Endstufe sind isoliert auf der Frontplatte montiert. Der Netzteil ist als langgestreckte Baueinheit hinter dem Oszillator und der Endstufe angeordnet. Die Verbindungsleitungen zwischen Netzteil und den übrigen Bausteinen sind über eine Steckverbindung geführt. Die elektrische Verbindung zwischen Oszillator und Endstufe geschieht durch eine Leitung, die sich in einem starren Rohr befindet.
Alle Bedienungselemente, außer Netzspannungsumschalter und Sicherungen, sind von der Frontplatte aus zugänglich. Durch Lösen der vier Schrauben an der Rückwand ist diese sowie der Kastenmantel leicht zu entfernen und das Gerät im Innern zugänglich.

Anwendungsbeispiele des Prüfgenerators

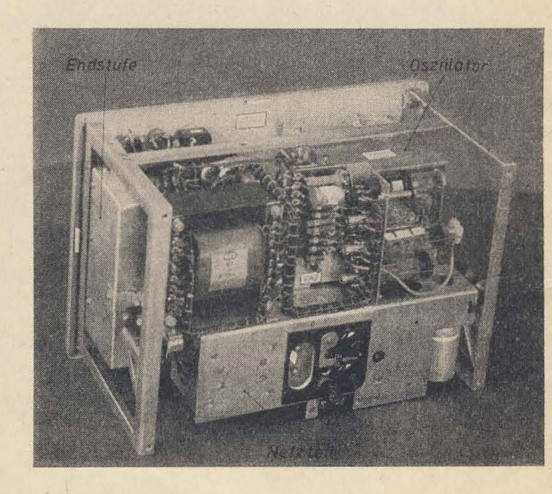
Frequenzmessung

(insbesondere Abgleich der Oszillatorfrequenz eines Empfängers)
Eine im Frequenzbereich des Prüfgenerators liegende Frequenz kann durch Vergleich mit der Eigenfrequenz des PG 2 gemessen werden. Insbesondere ergibt sich hieraus die Möglichkeit des Abgleiches von Oszillatorfrequenzen. Der Prüfgenerator wird hierzu auf die gewünschte Frequenz abgestimmt. Über einen Kondensator von etwa 2 pF wird an der Anode der Mischröhre die Oszillatorfrequenz abgegriffen und an die Buchse „f_x“ des Prüfgenerators geführt. Der Abgleich erfolgt durch Nachstimmung des Oszillators, bis in dem am Kopfhörerausgang des Prüfgenerators angeschlossenen Kopfhörer das Schwebungsnull festgestellt wird. Bild 6 zeigt das Prinzip dieser Messung.

Abgleich der ZF-Stufen

Der Abgleich der ZF-Stufen von Rundfunkempfängern kann mit dem Prüfgenerator sowohl in der bisher gebräuch-

Bild 4: Geräteansicht von hinten



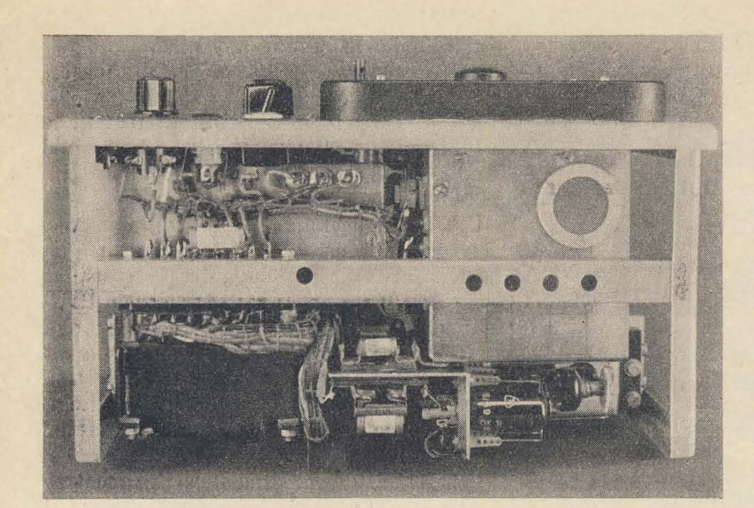


Bild 5: Geräteansicht von oben

lichen Weise durch Spannungsmessung, als auch mit der im Prüfgenerator vorhandenen Wobbeleinrichtung durchgeführt werden (Bilder 7a und 7b). Im ersten Fall wird der Prüfgenerator auf die Resonanzfrequenz des betreffenden ZF-Kreises abgestimmt und die Ausgangsspannung des PG 2 an den Eingang der abzugleichenden Stufe gelegt. An die

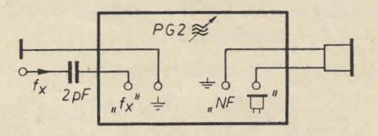


Bild 6: Prinzip der Frequenzmessung

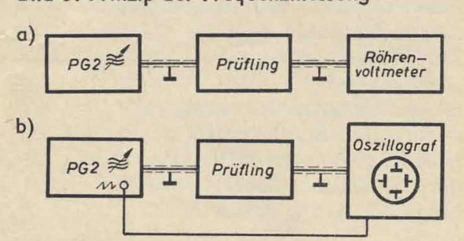


Bild 7: a) Abgleich von ZF-Stufen durch Spannungsmessung, b) durch Wobbeln

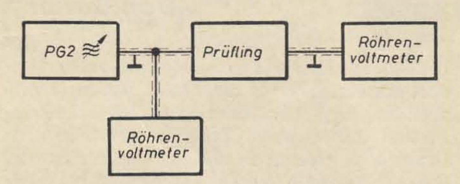


Bild 8: Verstärkungsmessung

Anode der nachfolgenden Röhre wird ein Röhrenvoltmeter (z. B. Universalröhrenvoltmeter URV 1) bzw. ein anderer geeigneter Spannungsmesser angeschlossen. Nun wird der ZF-Kreis solange nachgestimmt, bis am Röhrenvoltmeter Spannungsmaximum angezeigt wird. Bei Bandfiltern ist auf entsprechende Verstimmung und Bedämpfung des zweiten Kreises zu achten.

Beim Abgleich mit Hilfe der Wobbeleinrichtung wird die gewobbelte Frequenz an den Eingang der abzugleichenden Stufe gelegt und an die Anode der nachfolgenden Röhre statt eines Spannungsmessers ein Oszillograf angeschlossen. Auf dem Bildröhrenschirm erscheint dann die Resonanzkurve der ZF-Stufe, die bei richtiger Einstellung vollständig sichtbar sein muß und jetzt getrimmt werden kann.

HF-Verstärkungsmessungen an Empfängern

Sollen an einem Empfänger Verstärkungsmessungen durchgeführt werden, so ist der Prüfgenerator auf die gewünschte Frequenz abzustimmen. Seine Ausgangsspannung wird auf den erforderlichen Wert eingestellt und an den Eingang des Empfängers gelegt (Bild 8). Zur Messung des HF-Teils ist ein Röhrenvoltmeter an die Diode zu legen, während es zur Erfassung der gesamten Verstärkung parallel zum Lautsprecher zu schalten ist. Die Verstärkung ergibt sich dann aus dem Verhältnis der an der jeweiligen Stelle im Empfänger gemessenen und der am Prüfgenerator eingestellten Spannung. Zur genauen Messung der Ausgangsspannung kann an der Buchse 100 mV···1 V ein Röhrenvoltmeter angeschlossen werden. Die gemessene Ausgangsspannung ist dann an der Buchse 10 μV··· 100 mV durch den Faktor 10 zu dividieren.

Aufnahme des Frequenzganges einzelner Empfängerabschnitte

Die Aufnahme des Frequenzganges einzelner Empfängerabschnitte, wie z. B. HF-Vorstufe mit Mischstufe und Oszillator oder ZF-Verstärker, kann durch punktweise Spannungsmessung erfolgen und zum anderen im Bereich von 435 bis 520 kHz mit Hilfe der Wobbeleinrichtung vorgenommen werden. Bei der punktweisen Aufnahme wird an den Eingang des zu untersuchenden Empfängerteiles der Generator angeschlossen (Bild 9). Seine Ausgangsspannung ist während des Meßvorganges konstant zu halten. Hierzu ist es zweckmäßig, die Spannung des Prüfgenerators mit einem geeigneten Röhrenvoltmeter (Empfindlichkeit = 150 mV für Vollausschlag) zu überwachen. Am Ausgang der betreffenden Stufe liegt ein zweites Röhrenvoltmeter. Bei Vorhandensein von nur einem geeigneten Röhrenvoltmeter kann dieses abwechselnd an beiden Meßstellen angeschaltet werden, dabei ist jedoch die eventuelle kapazitive Verstimmung zu beachten (eine Dämpfungsbeeinflussung kann wegen der Hochohmigkeit des Röhrenvoltmeters jedoch nicht eintreten).

Der Frequenzbereich, der übertragen werden soll, wird mit dem Prüfgenerator durchgestimmt. Dabei wird die sich an den einzelnen Meßpunkten ergebende

Technische Daten

Frequenzbereich:
100 kHz···30 MHz (unterteilt in 8 Bereiche)
Frequenzunsicherheit: ≦1%
Ausgangsspannung:
etwa 10 μV···100 mV an 75 Ω
etwa 100 mV···1 V bei Innenwiderstand von etwa 300 Ω
Regelbereich der Feineinstellung: ≧1 : 10
Unsicherheit der Ausgangsspannung bei Feinregler am rechten Anschlag: ±25%
Klirrfaktor der Ausgangsspannung: ≦15%
Wobbeleinrichtung:
Bereich 3 (435 kHz···520 kHz) Wobbelhub (einstellbar) max. ±15 kHz
Erforderliche Sägezahnspannung: etwa 30 V_{ss}
Modulation:
Eigenmodulation:
f_m = 1 kHz ± 20%
m = etwa 30%
Fremdmodulation:
f = 50 Hz···10 (15) kHz
m = 0···50%
Eingangsspannungsbedarf für m = 30%:
etwa 7 V_{eff}
NF-Ausgangsspannung (1 kHz):
etwa 0,1···0,6 V bei Innenwiderstand etwa 300 Ω
Verwendung als Frequenzmesser:
Eingangsspannung für f_x: ≧50 mV
Stromversorgung:
Netzspannung: 110···125 V, 200···250 V
Netzfrequenz: 48···60 Hz
Leistungsaufnahme: 65 VA
Funkstörgrad: K
Gehäuseabmessungen: 230×308×160 mm
Gewicht: etwa 10 kp
Zusatz bei Bedarf:
1 künstliche Antenne KA 1 (150 kHz···20 MHz)

Spannung am zweiten Röhrenvoltmeter abgelesen und grafisch über der Frequenz aufgetragen. Die hierdurch dargestellte Kurve ergibt den Frequenzgang der Stufe. Zur Aufnahme der Kurve auf oszillografischem Wege wird die gewobbelte Frequenz des Prüfgenerators dem Gitter der Mischröhre zugeführt. Die Anschaltung eines Röhrenvoltmeters an den Ausgang des PG 2 ist hierbei nur gegebenenfalls

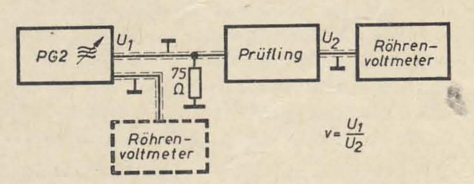


Bild 9: Frequenzgangaufnahme

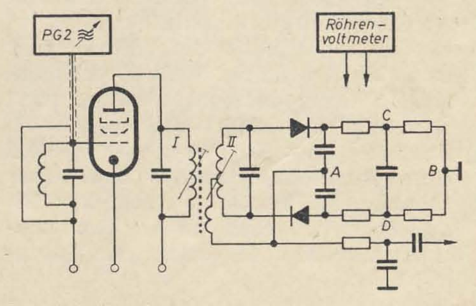


Bild 10: Diskriminatorabgleich

zur Spannungseinstellung erforderlich, da die Amplitudenmodulation beim Wobbeln vernachlässigbar klein ist. An den Ausgang der ZF-Stufe wird ein Oszillograf angeschlossen, auf dessen Bildröhre bei richtiger Abstimmung die Durchlaßkurve erscheint (Anschluß des Oszillografen siehe Bild 7). Eine punktweise Auf-

nahme des Frequenzganges vom Videoverstärker ist mit dem Prüfgenerator PG 2 ab 100 kHz möglich; für den Frequenzbereich von 30 Hz···20 kHz kann die Verwendung des Schwebungssummers SSU 2 empfohlen werden.

Abgleich und punktweise Prüfung des Diskriminators

Zum Abgleich eines Ratiodetektors oder eines anderen FM-Gleichrichters wird der Prüfgenerator an das Gitter der letzten ZF-Röhre angeschlossen. Ein Gleichspannungsröhrenvoltmeter wird zwischen C und D gelegt und durch Abgleich des Primärschwingkreises I auf maximalen Ausschlag gebracht. Dann erfolgt der Abgleich des Sekundärkreises II auf minimalen Ausschlag des jetzt an die Punkte A und B gelegten Röhrenvoltmeters.
Zur Prüfung des Diskriminators durch punktweise Aufnahme seiner Kennlinie wird das Röhrenvoltmeter zwischen A und B geschaltet. Die Frequenz des PG 2 wird schrittweise auf Werte unter- und oberhalb der Mittenfrequenz des Diskriminators eingestellt und jeweils die zugehörige Spannung am Röhrenvoltmeter abgelesen (Bild 10). Die Ausschläge grafisch über der Frequenz aufgetragen, stellen die Diskriminatorkennlinie dar.
Bei richtig abgeglichenem Diskriminator soll die Kennlinie für die Nenn-ZF durch Null gehen und spiegelbildlich symmetrisch zum Nulldurchgang sein.

Verwendung als NF-Signalgenerator

Zur Überprüfung von NF-Kanälen (Verstärker, Lautsprecher usw.) kann dem PG 2 die sonst zur Eigenmodulation dienende 1-kHz-Spannung mit einer Amplitude von etwa 0,5 V entnommen werden.

Bedienungsanweisung

Wie bei jedem Gerät ist bei der ersten Inbetriebnahme darauf zu achten, daß der Netzspannungswähler auf der Rückseite des Gerätes auf die Spannung des Ortsnetzes eingestellt wird. Nach etwa einer Minute ist das Gerät betriebsbereit.

Eichung des Bereiches 435···520 kHz

Vor jeder Benutzung dieses Bereiches ist eine Eichkontrolle durchzuführen.
Betriebsartenschalter auf „Eich.", mit dem Feintrieb auf der Skala 500 kHz einstellen. Regler „Ausgangsspannung fein" etwa 1/4 nach rechts drehen. An die Buchsen „NF" Kopfhörer oder NF-Teil eines Rundfunkempfängers bzw. einen beliebigen NF-Verstärker anschließen. Mit dem Regler „ZF-Eich." (Schraubenziehereinstellung) ist auf Schwebungsnull abzugleichen.

Prüfgenerator unmoduliert

Betriebsartenschalter auf „Fremdmod. (Wobbeln)" schalten.
Mit Frequenzbereichsschalter und Feintrieb gewünschte Frequenz einstellen.
Entnahme der Ausgangsspannung entweder an der Buchse „100 mV···1 V", kontinuierlich regelbar mit Regler „Ausgangsspannung fein" von etwa 0,1··· 1V, Ausgangswiderstand 300 Ω, oder an der Buchse „10 μV···100 mV", Ausgangswiderstand 75 Ω, mit Ausgangsspannungsregler „grob" und „fein" in diesen Grenzen regelbar.

Prüfgenerator fremdmoduliert

Betriebsartenschalter auf „Fremdmod. (Wobbeln)" schalten.
An die Buchsen „f_x" Tongenerator oder andere Stromquelle anschließen. Spannungsbedarf für 30% Modulationsgrad etwa 7 V.

Prüfgenerator eigenmoduliert

Betriebsartenschalter auf „Eig.-M." schalten.
Die Hochfrequenz ist jetzt mit etwa 1 kHz und m = etwa 30% moduliert.

Frequenzmessung

Betriebsartenschalter auf „f_x" schalten; Unbekannte Frequenz an die Buchsen „f_x" anschließen. Kopfhörer oder NF-Teil eines Rundfunkempfängers an die Buchse „NF" anschließen. Ausgangsspannungsregler „fein" an rechten Anschlag drehen.
Mit Frequenzbereichsschalter und Feintrieb ist auf Schwebungsnull abzugleichen. Auf der Skala ist dann f_x abzulesen.

Prüfgenerator frequenzmoduliert (Wobbeln)

Betriebsartenschalter auf „Fremdmod. (Wobbeln)" schalten.
Frequenzbereichsschalter auf Bereich 435···520 kHz stellen. Kippspannungsausgang des Elektronenstrahloszillografen mit den Buchsen Bu_1 und Bu_2 verbinden. Regler „Wobbelhub" etwa 1/3 vom linken Anschlag einstellen.
Prüfling, z. B. ZF-Verstärker eines Rundfunkempfängers, zwischen Prüfgenerator und Verstärkereingang des Oszillografen schalten. Es können am Prüfgenerator sowohl der „100-mV-··· 1-V"-Ausgang als auch der „10-μV-···100-mV"-Ausgang benutzt werden.
Mit Feintrieb der Frequenzeinstellung Bild auf die Mitte des Bildschirmes und mit Regler „Wobbelhub" Bildbreite einstellen.
Die Bildhöhe kann sowohl mit der Ausgangsspannung des Prüfgenerators als auch durch die Regelung der Verstärkung des Oszillografen eingestellt werden. Es ist aber mit Rücksicht auf Übersteuerungseffekte zu empfehlen, mit möglichst kleiner Amplitude am Eingang des Prüflings zu arbeiten, d. h. den Verstärkungsregler des Oszillografen möglichst weit auf und den Ausgangsspannungsregler des Prüfgenerators möglichst weit zurückzudrehen. Die Wobbelfrequenz (Kippfrequenz) soll nicht größer als 30 Hz sein, da sonst Einschwingvorgänge das Kurvenbild verfälschen können.

NF-Generator

Betriebsartenschalter und Frequenzbereichsschalter auf „NF" schalten.
An den Buchsen „NF" ist eine Tonfrequenz von etwa 1 kHz entnehmbar, deren Amplitude sich mit dem Ausgangsspannungsregler „fein" etwa zwischen 0,2···0,6 V regeln läßt.

Auswechseln des Heißleiters

Bei Auswechseln des Heißleiters kann sich, da die Heißleiter in ihren Kennlinien streuen, das Ausgangsspannungsniveau ändern.
Zur Wiedereinstellung ist an die Buchse „100 mV···1 V" ein Röhrenvoltmeter (z. B. Universalröhrenvoltmeter URV 1) anzuschließen und bei der im Gerät angegebenen Frequenz mit dem Regler P_1 in der Endstufe (Schraubenziehereinstellung) 1 V ± 3% einzustellen.

Wir lernten kennen: Plattenwechsler „Don Carlos"

Was der schwachsinnige Infant von Spanien mit einem Plattenwechsler zu tun hat, wird uns ewig ein Rätsel bleiben. Ob man — frei nach Schiller — mit ihm unser Jahrhundert in die Plattenschränke fordern kann . . . Uns scheint, daß der Werbeabteilung des VEB Funkwerk Zittau etwas Treffenderes hätte einfallen können, auch wenn wir im Schillerjahr leben!
Das Gerät spielt 17-, 25- und 30-cm-Platten aller üblichen Geschwindigkeiten automatisch ab: Man muß nur den Plattenstapel entsprechend der Bedienungsanweisung auf die Achsverlängerung aufsetzen und das Gerät einschalten. Alles andere passiert „von alleine". Man kann auch Platten wiederholen oder ihre Wiedergabe unterbrechen, ganz nach Geschmack. Dies alles ist bereits seit dem konventionellen 10-Platten-Wechsler vor etwa 15 · · · 20 Jahren bekannt. Für den Techniker ist es wichtig, daß der mechanische Aufwand für die verschiedenen Plattengeschwindigkeiten wesentlich größer ist als bei früheren Geräten, die nur für 78 Umdrehungen pro Minute eingerichtet waren. Man muß dem Herstellerwerk bescheinigen, daß es die komplizierte Funktion des Gerätes mit relativ einfachen Mitteln gelöst hat.
Für Laien und Fachmann ist es immer wieder verblüffend, wie der Tonabnehmer sich von der Unterlage abhebt und ziemlich genau auf der äußeren Einlaufrille der Platte aufsetzt. Skeptiker mögen dies als eine interessante Spielerei bezeichnen. Man soll den Plattenwechsler eben dort einsetzen, wo er am Platze ist: bei Tanzabenden, in Klubräumen usw. Für klassische Platten dürfte er im Zeitalter der modernen Langspielplatten an Bedeutung verloren haben: Fast alle größeren Werke — zumindest geschlossene Sätze — sind auf einer Plattenseite untergebracht. Außerdem ist das automatische Plattenwechseln für den Schallplattenfreund von jeher ein umstrittenes Problem gewesen: Man fragt sich unwillkürlich beim Herunterfallen der Platte von der Achsverlängerung auf den Plattenteller, wie lange sie das wohl aushält . . . Darin liegt aber keinesfalls ein Mangel des „Don Carlos", dies ist prinzipiell durch das Arbeiten solcher Wechsler bedingt.

Unsere Erprobung hat das Gerät jedenfalls befriedigend überstanden, ohne eine einzige Panne. Freilich: Was geschieht, wenn die Mechanik einmal kaputtgeht? Für den Besitzer eines solchen Gerätes dürfte die Reparatur wohl kaum möglich sein, und ob der örtliche Reparaturdienst dazu in der Lage ist . . .

Auf jeden Fall bleibt die anerkennenswerte Tatsache, daß mit „Don Carlos" ein exportfähiges Gerät dieser Art auf unseren Markt gelangt ist. Gleichlauf, Frequenzgang und Klirrfaktor entsprechen dem, was man mit Recht erwarten kann. Ein gutes, wenn auch nicht sensationelles Gerät. *Streng*

D. GRAUMÜLLER

Mitteilung aus dem VEB Technisch-Physikalische Werkstätten, Thalheim

„Volto" – ein magnetischer Spannungsgleichhalter für TV-Empfänger

TV-Empfänger, die mit konstanter Netzspannung betrieben werden, haben den Vorteil, daß sie nicht laufend nachgestellt werden müssen. Das gewährleisten magnetische Spannungsgleichhalter, die vor allem auch die kurzzeitigen Netzspannungsschwankungen schnell ausregeln. Der folgende Beitrag behandelt einen derartigen Spannungsgleichhalter vom VEB Technisch-Physikalische Werkstätten, Thalheim.

Für Fernsehtruhen mit Rundfunkteil, Tonbandgerät usw. wird schon seit längerer Zeit der „Voltus" angeboten [siehe radio und fernsehen 20 (1957) S. 639]. Mit dem „Volto" wurde nun ein Spannungsgleichhalter für die Standard-TV-Empfänger auf den Markt gebracht der wesentlich preisgünstiger als der „Voltus" ist und weniger als die Hälfte von dessen Gewicht und Volumen aufweist. Aufbau, Wirkungsweise und die allgemeinen Betriebseigenschaften des „Volto" entsprechen denen des „Voltus" und wurden bereits in dem oben angeführten Artikel beschrieben.

Neu ist der Belastungswähler an der Stirnseite des „Volto", mit dem sich die Ausgangsspannung auf die verschiedenen Belastungsfälle durch einfaches Umstecken einstellen läßt. Bei Belastung mit kapazitivem Anteil wird die Ausgangsspannung des „Volto" angehoben. Umgekehrt tritt ein Absinken der Ausgangsspannung bei induktiver Belastung ein, ohne dabei die Regelgenauigkeit wesentlich zu beeinflussen.

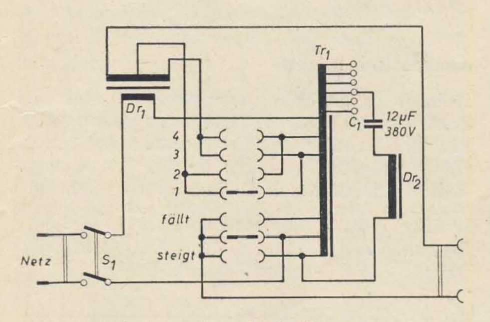


Bild 1: Schaltung des „Volto"

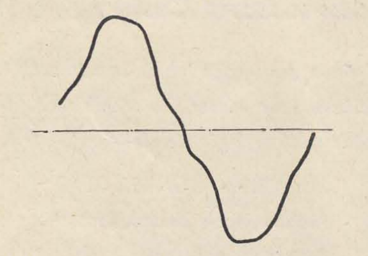


Bild 2: Kurvenform der Ausgangsspannung bei Leerlauf

TV-Empfänger besitzen bei der Halbwelle, in der der Einweggleichrichter geöffnet ist, durch den Ladekondensator einen großen kapazitiven Anteil, während z. B. Rundfunkgeräte meist eine teilweise induktive Belastung darstellen. Zur Anpassung dieser verschiedenen Belastungsfälle sind vier Stufen vorgesehen. Dabei wird außer der Spannungshöhe auch das Maß der Kompensation mit umgeschaltet, um die Regelkennlinie zu verbessern. Außerdem kann mit einem zweiten Stecker die Ausgangsspannung um etwa ±6 V geändert werden (Bild 1). Normalerweise wird man diese Einstellung jedoch kaum benötigen. Die Ausgangsspannung des „Volto" selbst ist annähernd sinusförmig (Bild 2). Die Verzerrungen sind so klein, daß bei Gleichrichterschaltungen die Gleichspannung höchstens 4% gegenüber den mit rein sinusförmiger Wechselspannung gespeisten Gleichrichtern absinkt.

Wie bei allen magnetischen Konstanthaltern ändert sich auch beim „Volto" die Ausgangsspannung bei Frequenzabweichungen. Im allgemeinen ist aber die Änderung der Netzfrequenz wesentlich geringer als die der Netzspannung.

Die Ausgangsspannung wird am zweckmäßigsten mit Hilfe eines Spannungsmessers parallel zur angeschlossenen Belastung (Fernsehgerät) eingestellt. Im allgemeinen wird man sie eher etwas höher einstellen als zu tief (220···225 V). Dabei

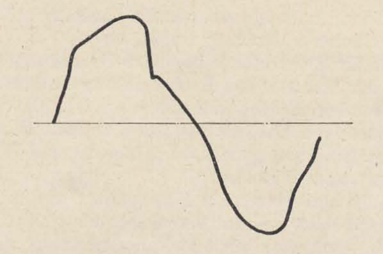


Bild 3: Kurvenform der Ausgangsspannung bei Belastung mit TV-Empfänger

können Drehspulspannungsmesser mit Gleichrichter, z. B. Vielfachmesser, benutzt werden, wenn man berücksichtigt, daß Vielfachmesser etwa 7 V weniger anzeigen. Bei genauen Messungen ist ein effektivwertanzeigendes Instrument (Dreheiseninstrument) zu verwenden.

Werden TV-Empfänger mit UKW-Rundfunkteil an den „Volto" angeschlossen, so ist die Spannungsänderung durch die stark unterschiedliche Belastung zwischen Fernseh- und Rundfunkempfang zu berücksichtigen. Bei dem TV-Empfänger „Cranach" beträgt diese Spannungsänderung z. B. etwa 10 V. Es ist deshalb zweckmäßig, in diesem Fall die Ausgangsspannung bei Fernsehen auf ungefähr 218 V zu legen.

Ein Nachstellen der einmal eingestellten Ausgangsspannung bei gleicher Belastung ist nicht notwendig.

Bedingt durch die Eigenschaften magnetischer Konstanthalter und der Allstromschaltung der TV-Empfänger kann unter Umständen ein „Brumm" im Bild, eventuell auch im Ton, auftreten, der durch Umpolen des Netzsteckers vom TV-Empfänger oder vom „Volto" beseitigt wird. Die gleiche Maßnahme beseitigt auch ein Ausrasten des Bildes.

Bei einigen TV-Empfängern der unteren Preisklasse werden beim Anschluß über den „Volto" mehrere Zeilen im oberen oder unteren Bilddrittel hellgesteuert. Der Impuls, der diese Hellsteuerung bewirkt, entsteht durch den Ladeimpuls des Gleichrichters und gelangt durch eine Einstreuung der Heizung bzw. Heizleitung in das Gerät. Er wird deshalb nur bei Betrieb über den „Volto" sichtbar, weil durch die Regelwirkung des Spannungskonstanthalters das Netz vom TV-Empfänger her hochohmig erscheint, so daß der hohe Ladestromstoß einen Spannungssprung hervorruft (Bild 3).

Die Hellsteuerung einiger Zeilen tritt erfahrungsgemäß nur bei Geräten mit Serienheizung auf.

Technische Daten

Netzspannung:
220 V + 10% — 20%, 50 Hz (kurzschlußfest)

abgegebene Spannung:
220 V ± 3%, 50 Hz (umschaltbar: 4 Belastungsstufen und 3 Spannungsstufen)

Belastbarkeit:
150 W bei cos $\varphi = 1$
130 VA bei cos $\varphi = 0,9$ ind.

Frequenzeinfluß: 5···10 V/Hz

Gehäuseabmessungen in mm: 196×176×245

Gewicht ≈ 9 kp

Um diese Einstreuung zu beseitigen, ist im allgemeinen nur ein Ändern der Heizungsreihenfolge erforderlich, wobei die Röhren des Bildkippgenerators (PCF 82, PCL 82) möglichst am „kalten" Ende der Heizung liegen sollen.

Einstreuungen über die Heizung können unter Umständen auch bei Rundfunkgeräten und Verstärkern ein Brummen hervorrufen. Ein Symmetrieren der Heizung mittels Entbrummer, im einfachsten Fall ein Verlegen der Heizleitung in größerem Abstand von den Gittern der NF-Vorröhren, schafft hier Abhilfe.

Beim Aufstellen des Spannungsgleichhalters sollte darauf geachtet werden, daß die Kühlschlitze des Gehäuses nicht abgedeckt sind. Da magnetische Spannungsgleichhalter auch ohne angeschlossene Belastung elektrische Leistung verbrauchen, sollten sie bei Nichtgebrauch abgeschaltet werden. Einer Wartung des „Volto" bedarf es nicht.

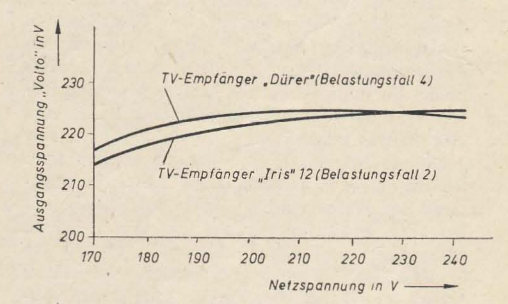
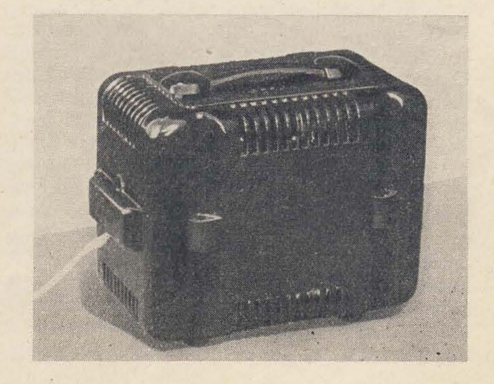


Bild 4: Regelkennlinie

Bild 5: Ansicht des „Volto"



Fachbücher

Walter Conrad

Auf unsichtbaren Straßen

Urania-Verlag, Leipzig-Jena, 1959

Band 13 der „Passat-Bücherei"

200 Seiten, kart. 2,— DM

Der vorliegende Band der insgesamt ausgezeichneten Taschenbuchreihe „Passat-Bücherei" behandelt in unterhaltender und unaufdringlich belehrender Form alles, was mit Funktechnik und Funkwesen im weitesten Sinne zu tun hat. Wie die gesamte Buchreihe ist auch dieses Buch in erster Linie für den wissenschaftlich interessierten Laien geschrieben, bietet jedoch auch dem Fachmann noch manche interessante Einzelheit gerade von Gebieten, mit denen er nicht unmittelbar zu tun hat. Mit einem wohltuend kurzen, vom Herkömmlichen abweichenden geschichtlichen Überblick über die Entwicklung des Funkwesens beginnend behandelt der als Fachschriftsteller bekannte und — wie dieses Buch erneut beweist — pädagogisch erfahrene Autor die Grundlagen der elektromagnetischen Schwingung und ihre Ausbreitungserscheinungen; letzteres sehr interessant im Zusammenhang mit den Vorgängen in der Hochatmosphäre. Hier wie im gesamten Buch sind bereits die neuesten wissenschaftlichen Erkenntnisse berücksichtigt. Ein Überblick über Zweck und Aufbau moderner Großsendestellen und Nachrichtenübermittlungsverfahren — wobei auch die besonders den Laien interessierenden Verschlüsselungsverfahren nicht unerwähnt bleiben — und daran anschließend die verschiedenen Arten von Kleinfunkstellen (Schiffsstationen, Funkfernsprecher) setzen das Buch fort. Dabei wird dem seiner Natur nach bekannten Rundfunkwesen relativ wenig Raum gewidmet. Begrüßenswert ist hierbei, daß der Verfasser auch vor der verschiedenen gesellschaftlich bedingten Zielsetzung der Rundfunkstationen nicht den Blick verschließt, eine Betrachtungsart, die auch im weiteren Text des öfteren in unaufdringlicher, aber unmißverständlicher Form die unlösbare Bindung zwischen technischer und gesellschaftlicher Entwicklung zu erkennen gibt.

Des weiteren finden der Amateurfunk, die Ultrakurzwellen und ihre zahlreichen Anwendungsgebiete bis zu den beweglichen Funkdiensten (Polizeifunkwagen usw.), die Fernsehtechnik, die Dezimeterrichtfunkverbindungen und vieles mehr die ihnen gebührende Beachtung, insbesondere diejenigen Gebiete, die dem Laien vom Hörensagen bekannt sind, ohne daß ihm hierfür geeignete Informationsquellen zugänglich sind. So werden die verschiedenen Anwendungsgebiete der Radartechnik leichtverständlich und bei aller Beschränkung auf das Wesentlichste erstaunlich ausführlich behandelt, ebenso die Schiffs- und Flugzeugnavigation mit ihren hauptsächlichsten Verfahren. Ein kurzer Abschnitt über das Wesen der Radioastronomie beschließt das Buch.

Alle diese dem Laien z. T. schwierig zu erklärenden Gebiete behandelt der Verfasser in stellenweise leichthin plauderndem, stellenweise förmlich fesselndem Erzählerstil, ohne dabei jemals unnötiges Zahlenmaterial zu bringen (das ganze Buch enthält nicht eine einzige Rechnung oder Formel!) und — was besonders anzuerkennen ist — ohne dabei ein einziges Mal über das zulässige Maß hinaus zu vereinfachen oder gar unwissenschaftlich zu werden. Hierin liegt ja die größte Gefahr bei der Behandlung derartiger Stoffe, an der leider noch allzuviele Autoren dieses Genres scheitern. Insofern darf das vorliegende Buch ohne jede Übertreibung als beispielhaft gelten für eine Literaturgattung, die leider gerade in unserer heutigen Zeit der vorwärtsstürmenden technischen Entwicklung beklagenswert wenig Vertreter und darunter noch weit weniger auch wissenschaftlich vertretbare Werke hat. Dabei ist dem Verfasser besonders hoch anzurechnen, daß es ihm gelungen ist, bei aller wissenschaftlich-ernsten Exaktheit mit gutem Blick für das Wesentliche und für den Laien Interessante eine Textfassung zu finden, die sich wie ein spannender Roman liest. Alles in allem ein Buch, das durchaus eine repräsentative Aufmachung und auch reichlichere Illustration verdient hätte. Insofern wäre allenfalls etwas die Einbandgestaltung (das „Gesicht") des Buches zu bemängeln, die selbst bei etwas näherer Betrachtung eher auf einen utopischen Kriminal- oder Spionageroman als auf den wahren Inhalt schließen läßt.

Es ist zu hoffen, daß diesem gelungenen Buch noch viele weitere dieser Art folgen mögen. Der Bedarf dafür ist heute mehr denn je vorhanden.

Jakubaschk

Heinz Richter

Atomstrahlen-Geigerzähler

Wesen und Anwendung radioaktiver Strahlen — Messen mit Industrie- und Selbstbaugeräten

2., verbesserte Auflage

Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart

213 Seiten, 92 Bilder, Halbleinen 12,— DM

Daß innerhalb kurzer Zeit eine zweite Auflage des Buches notwendig wurde, beweist, wie gut diese für Elektroniker populäre Darstellung der mit der ionisierenden Kernstrahlung zusammenhängenden Fragen angekommen ist. Bei der progressiven Entwicklung der Kerntechnik und deren Einführung in fast alle Zweige von Wirtschaft und Wissenschaft ist es dringend notwendig, daß sich viele Elektroniker auf dieses „Randgebiet" spezialisieren. Den ersten Schritt dazu — nämlich ohne viel theoretischen „Ballast" und ohne langatmige Erklärungen der dem Elektroniker schon bekannten Dinge schnell in dem neuen Gebiet Fuß zu fassen — erleichtert das Richtersche Buch hervorragend. Der den meisten Elektronikern durch viel gelesene Einführungen in andere Gebiete der Elektronik bekannte Verfasser hat es verstanden, nach umfangreicher Literaturarbeit das für Elektroniker Wichtigste und Interessanteste aus dem Gebiet der Kernphysik in einfacher Sprache darzulegen.

Zuerst wird durch das Kapitel „Strahlende Stoffe" mit den wichtigsten Gegebenheiten aus der Kernphysik (Atombau, Isotope, Radioaktivität, Kettenreaktion ...) die Grundlage für das Verständnis der nächsten Kapitel gelegt. Im zweiten Kapitel geht der Verfasser kurz auf die elektronischen Strahlungserzeuger (Elektronenstrahlröhren, Ionenstrahlröhren, Röntgenröhren und Teilchenbeschleuniger) ein. Im dritten, für den Elektroniker wichtigsten und deshalb auch umfangreichsten Kapitel „Elektronische Strahlungsmesser" werden Theorie und Konstruktion der verschiedenen Strahlungsdetektoren, Aufbau und Wirkungsweise der verschiedensten Kernstrahlungsmeß- sowie -zusatzgeräte (vom einfachsten Selbstbaugerät über die bekannten handelsüblichen Geräte bis zum komplizierten Laboratoriumsmeßplatz) sowie einige Meßmethoden anhand selbst ausgeführter Messungen ausführlich beschrieben. Im letzten Kapitel wird schließlich über die Anwendung radioaktiver Stoffe und Erscheinungen von der Leitisotopentechnik über Dickenmessungen bis zu den Kernreaktoren und Kernwaffen kurz und auszugsweise berichtet. Am Schluß vervollständigen Literatur-, Hersteller- und Tafelverzeichnisse sowie ein Sachregister die gelungene Arbeit.

Nimmt ein Kernphysiker das Buch zur Hand, so wird dieser sicher über einige Ungenauigkeiten bei der Erklärung und Deutung spezieller physikalischer Fakten stolpern. So ist beispielsweise die sowieso sehr unglücklich nach unten vervollständigte Zählraten-Spannungskurve auf Seite 67 nicht gut erklärt. Entgegen den auf der gleichen Seite gegebenen Ausführungen des Verfassers hat doch z. B. die Detektorspannung auf die Zahl der im Detektor ausgelösten Primärionisationen keinerlei Einfluß. Auch einige Flüchtigkeitsfehler haben sich eingeschlichen; so wird beispielsweise auf Seite 198 irrtümlich die Kernreaktion in den „Atomöfen" für schneller erklärt als diejenige in der „Atombombe". Letztlich findet der Leser aus dem sozialistischen Lager den resignierenden Abschluß des vierten Kapitels: „Wo eine Kobaltbombe niedergeht, vollendet sich die Tragik des Bürgers der Atomzeit" ebenso verfehlt, wie die vielleicht in der Bundesrepublik besonders im Hinblick auf den Buchtitel effektvollere, aber wenig exakte Atom-Terminologie (auch aus den Atomhüllen kommende Lichtquantenbündel sind „Atomstrahlen", und das Buch behandelt durchaus nicht nur Geigerzähler!)

Die angeführten kleinen Mängel mindern den Wert des Buches von Ing. H. Richter jedoch bestimmt nicht wesentlich, die physikalisch schwachen Stellen überliest der Elektroniker sowieso nur flüchtig zur Orientierung, und Verständnis für das sonst noch Angeführte ist wohl selbstverständlich.

Langhans

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Berichtigung:

In radio und fernsehen 20 (1959) S. 664 wurde fälschlicherweise der Herausgeber des Werkes von A. F. Joffé „Physik der Halbleiter" in deutscher Sprache als Übersetzer angegeben. Diese Arbeit wurde von Herrn E. Gilde durchgeführt.

Neuerscheinungen

Lange, Heinz, *Schaltungen der Funkindustrie.* Band II: Schaltbilder der Firmen Blaupunkt, Blohm, Roland Brandt, Carl Braun, Max Braun, BTT (Bild-Ton-Technik), Burger. 398 Seiten, Halbleinen DM 13,50. Fachbuchverlag Leipzig.

Mielke, H., *Raketentechnik.* 296 Seiten, 231 Bilder, 48 Tafeln, DIN A 5, Ganzlederin DM 15,—, VEB Verlag Technik, Berlin.

Das Letzte

Mut, nur Mut. Noch 156 Zeilen, und wir haben es geschafft: Sie das „Erarbeiten“, wir das „Erstellen“ eines weiteren Jahrganges radio und fernsehen. Für heute sei es genug der würdevollen grundsätzlichen Betrachtungen; jene Zeitgenossen, die auch zum Jahreswechsel den geistigen Bratenrock nicht herunterkriegen, sind hiermit gewarnt. Sie dürfen an diesem Punkt das Heft zuklappen und zufrieden sagen: „Ich habs ja immer gesagt. Diese Zeitschrift ist ausgesprochen unseriös.“
Und damit wären wir unter uns — unter uns „unseriösen Kritikastern“. Denn es liebt der Mensch, das Strahlende zu schwärzen. (Dies Zitat sei unser Beitrag zum Schillerjahr, und wenns von einem anderen stammt, trösten wir uns mit Fontanes weisem Spruch: So'n verwechseltes Schillerzitat tut immer gut!). Wohlan denn, schwärzen wir — und da wir vom Strahlenden reden, müßten wir eigentlich mit der Deutschen Post anfangen. Aber mit gewohnter Bescheidenheit geben wir der Selbstkritik den Vorrang.
Waren Sie eigentlich immer so ganz zufrieden mit uns? Nun, wir selber auch nicht. Über einige fachliche Korken und Dreckfuhler haben wir des öfteren selber Kopf gestanden. Und dann die Kritiken. Sie waren oft spärlich, zu sanft, zu wenig prinzipiell. Wir geloben Besserung und erwarten gefaßt die daraufhin auf uns zukommenden wenigen Protestbriefe: „Solche Kritiken in einer Fachzeitschrift schaden ihrem Niveau und unserer Volkswirtschaft.“ (Dies Argument ist nicht neu.) Oder: „Ihre Kritik ist ein abgeschmackter Angriff, wie er nur in der kapitalistischen Presse üblich ist.“ Dies und ähnliches hören wir bei Gelegenheit immer wieder. Meist freilich sind es die Betroffenen selbst, die sich mit so großem Aufwand in geistige Kosten stürzen. Würden diese Leute nur halb soviel Energie und Ausdauer in ihre Arbeit stecken wie in das Ersinnen „politisch gewichtiger“ Ausreden für begangene Fehler, so wäre Kritik gar nicht nötig ...
Nein, wir sind nicht einverstanden. Öffentliche Kritik an Fehlleistungen und Bürokratie schadet weder dem Niveau der Zeitschrift noch gar unserer Gesellschaftsordnung!
Und ach, es blieb so viel zu sagen übrig! So vieles, das es wert gewesen, blieb „unaufgespießt“! Bände ließen sich füllen mit den streuungsstrategischen Spitzenleistungen unseres Fachhandels! Ein Beispiel für viele: In Kirchheim (Lieferbezirk des Konsum Arnstadt) wurden einige Überbleibsel des selig verblichenen „Alex“ vor kurzem verkauft, obwohl bei der örtlichen Empfangslage mit ihnen so gut wie nichts anzufangen ist ...
Was dem Großhandel recht, ist dem Verkaufspersonal billig. In einem Berliner Fachgeschäft verkaufte ein sanft errötendes Kind uns in glücklicher Verkennung der bunten Aufdrucke des Schutzumschlags „ein Stück von Tschaikowski, gespielt von Brahms ...“ Wie wärs mit einem kleinen Kursus in Musikgeschichte? Nur das Allernötigste, wir sind ja nicht unbescheiden ... Aber dies ist eine andere Frage, und wir werden uns ihrer im kommenden Jahr annehmen.
Nächstes Thema: Zusammenarbeit einiger verantwortlicher Organe und Gremien mit der Fachpresse unter besonderer Berücksichtigung allgemeiner Weltniveaugepflogenheiten. (Uff.) Im Gegensatz zu den VVB und den Betrieben unserer nachrichtentechnischen Industrie lädt uns die Deutsche Post leider nicht zu ihren ökonomischen Konferenzen (oder zu ähnlichen Anlässen) ein (obwohl sie es versprach). Allerdings wurde uns glaubwürdig berichtet, daß bei der letzten ökonomischen Konferenz des Bereichs Rundfunk und Fernsehen ohnehin nur höhere Funktionäre des Fachgebietes eingeladen wurden ... Wir haben eine andere Auffassung von der personellen Zusammensetzung solcher Konferenzen.
Da ist die Kammer der Technik entgegenkommender. Sie lädt uns regelmäßig zu ihren interessanten Fachtagungen ein. Allerdings versäumt sie es nie, auch gleich eine Zahlkarte für die Teilnehmergebühren mitzuschicken. Nicht, daß uns das Geld leid täte. Aber es „gehört sich nicht“ so. Freunde der KDT, Ihr braucht keine Angst zu haben, daß Ihr uns mit einer herkömmlichen „Gratiseinladung“ bestechen könntet ...
Erfreulich war der Kontakt mit unseren Betrieben. Übrigens: Dieses Jahr pflegten angekündigte Geräte auf dem Markt zu erscheinen — zumindest in der Regel. Eine Ausnahme machte leider der Fernsehempfänger „Rekord“ des VEB RAFENA-Werke. Gerade von diesem Betrieb hat uns das sehr enttäuscht. Gewiß kennen wir die Schwierigkeiten bei der 110°-Ablenkung. Doch gerade für unsere Standardisierung auf dem Fernsehsektor ist dieses Problem entscheidend, so daß wir die bisherige Entwicklung mit Sorge beobachten.
Und Sorge macht auch unser Angebot an modernen Bauelementen. Das gilt besonders für alles, was mit Miniaturbauweise und gedruckter Schaltungstechnik zusammenhängt. Diese Bauelemente sind nun einmal eine Grundvoraussetzung für die Lösung der Aufgaben des Siebenjahrplanes auf dem Fachgebiet Elektrotechnik. Von der Transistorensituation wollen wir an dieser Stelle nicht sprechen. Hier hört leider der Witz auf.
Es bleibt also neben Beschreibungen neuer Geräte und Schaltungen, neben den unvermeidlichen Bauanleitungen noch genügend zu tun auch für die Mitarbeiter unserer Redaktion — mit Ihrer Hilfe, lieber Leser.



„Ich glaube, Fräulein, die Rolle ist Ihnen so gut wie sicher!“ [Aus „Radioschau“ 7 (1959)]

... aber natürlich nicht beim Deutschen Fernsehfunk!

Doch in dieser Stunde können wir nur eines tun: Wir machen dem alten Jahr mit Bowle den Garaus. Vielleicht sitzen Sie jetzt vor Ihrem Fernsehgerät, in der Hand etwas Alkoholisches. Wenn Sie Glück haben, entspricht das Programm sogar dem, was Ihre Rundfunkzeitung versprach. Übrigens: Wenn Sie uns Freude machen wollen, dann bleiben Sie unserer Zeitschrift vorerst so lange treu, bis sie so alt ist, wie die Nachwuchsschauspielerinnen des Deutschen Fernsehfunks.
So, das wars. Unser müder Pegasus darf in die Garage gehen und seine Batterien neu aufladen lassen. In 14 Tagen sehen wir uns wieder.

Herzlichen Glückwunsch zum Jahreswechsel und ein erfolgreiches und glückliches Jahr 1960!

Ihre Redaktion

Umformer
für 12 Volt Gleichstrom auf 220 Volt Wechselstrom, 120 bis 200 VA mit Anlasser, dringend zu kaufen gesucht.
Rat der Stadt Merseburg
Allgemeine Verwaltung

LAUTSPRECHER-REPARATUREN
aufmagnetisieren – spritzen
sauber · schnell · preiswert
Mechanische Werkstatt
ALFRED PÖTZ, ARNSTADT/THÜR.
Friedrichstr. 2, Telefon 2673

Allröhren-Prüfgerät (Typ W18) v. Fa. Bittorf & Funke, Weida, Bestzustand, dringend gesucht. **Gerhard Gräfenstein, Potsdam-Babelsberg 1**, Wollestraße 69, Ruf Potsdam 57 99

Anzeigenwerbung immer erfolgreich!

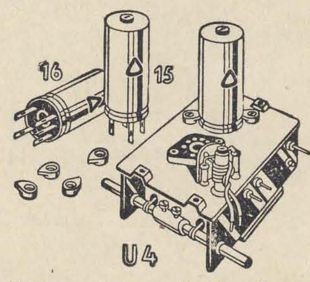
Wir suchen dringend einige
Röhren, Typ RS 291
Angebote mit Preis an
ELEKTRA KG, Schalkau (Thüringen)

Wir liefern kurzfristig:
Spezialverstärker UV 16 für Tonbandgeräte
mit **UKW-Teil, Misch-, Aufsprech- und Wiedergabe-Verstärkern**, Norm-Einschub Gr. IV (16 Watt), Kofferausführung
Bitte Prospekt anfordern!
PGH ELEKTROMECHANIK BERLIN-KAULSDORF
(vorm. Gülle & Piniek)
Berlin-Kaulsdorf, Rodauer Straße 32, Telefon 59 74 36



RUNDFUNK-SPULENSÄTZE

für Superhet-, Einkreis- und UKW-Empfänger – UKW-Tuner – Miniatur-Zwischenfrequenzbandfilter 10,7 MHz – Zwischenfrequenzbandfilter 468 kHz – Tastenschalter mit und ohne Spulenaufbauten – Miniatur-Tastenschalter für Klangcharakterschaltung, für Kofferradios und Magnettontechnik – Netztransformatoren – Siebdrosseln – Drahtwiderstände 0,5 bis 80 Watt

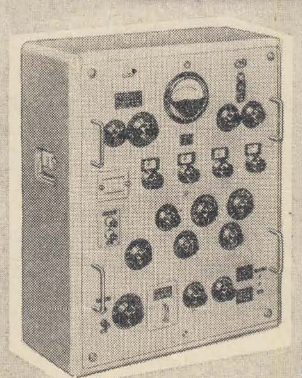


UKW-Superspulensatz SSp 222 mit Doppeltriode und Induktivitätsabstimmung

GUSTAV NEUMANN KG · CREUZBURG/WERRA
THÜRINGEN
Verkauf nur über den Fachgroßhandel



Wir entwickeln und fertigen



Empfängerröhren
für die Bestückung von Rundfunk- und Fernsehgeräten, Meßgeräten und sonstigen elektronischen Anlagen

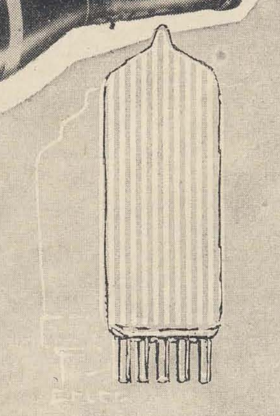
Senderöhren
für Rundfunk- und Fernsehsender, HF-Wärmegeneratoren und medizinische Geräte

Oszillografenröhren
für Prüf- und Überwachungsgeräte, Forschungs-, Schul- und Demonstrationszwecke

Meßgeräte
für R-, L-, C-, Z-, Q- und tan δ-Messungen, zur Erzeugung von Wechselspannungen von 0,1 Hz ... 300 MHz, zur Messung von Gleich- und Wechselspannungen und zum Bestimmen von Frequenzen bis 1000 MHz, ferner pH-Meßgeräte und Normalien

*

Prospektmaterial und Angebote jederzeit unverbindlich durch unsere Verkaufsabteilung



VEB FUNKWERK ERFURT · THÜRINGEN

Erfurt (Thür.) · Rudolfstraße 47 · Telefon 50 71   Exportinformation: DIA Deutscher Innen- und Außenhandel Elektrotechnik, BERLIN C 2, Liebknechtstraße 14

Hermsdorfer Keramik

im neuen Taschenempfänger „STERNCHEN"!

Ausführungsformen und Qualität für Miniaturbauweise von ausschlaggebender Bedeutung. Die Werktätigen unseres Betriebes sind ständig bestrebt, höchste Güte der KWH-Erzeugnisse zu erzielen.

VEB KERAMISCHE WERKE HERMSDORF · HERMSDORF/THÜR.



radio und fernsehen

Halbmonatszeitschrift für

Radio · Fernsehen · Elektroakustik · Elektronik

JAHRESINHALTSVERZEICHNIS

1959

8. Jahrgang



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

SACHWÖRTERVERZEICHNIS

A

B

D

E

N

P

R

S

AUTORENVERZEICHNIS

G

H

J

K

L

M

III/18/36 ZLN 5227 1259